`Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Национальный исследовательский
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

Труды XXIX научной конференции по радиофизике,

посвящённой 80-летию радиофизического факультета

Нижний Новгород, 14 — 31 мая 2025 г.

Нижний Новгород
2025

УДК 537.86 + 621.3
ББК 3841
Т-78

Редколлегия:
В.В. Матросов (отв. ред.), М.А. Мищенко (зам. отв. ред.), Г.А. Баженова (отв. секр.), М.И. Бакунов, С.Н. Гурбатов, А.А. Дубков, А.В. Калинин, А.В. Кудрин, А.А. Мальцев, А.В. Маругин, С.В. Оболенский, И.С. Павлов, Л.Ю. Ротков, Б. Спаньоло (Италия), А.Л. Умнов, Е.С. Фитасов

Т-78 **Труды XXIX научной конференции по радиофизике, посвященной 80-летию радиофизического факультета** (Нижний Новгород, 14—31 мая 2025 г.). Нижний Новгород: ННГУ, 2025. – 585 с.

ISBN 978-5-908049-30-6

В сборник включены материалы докладов XXIX научной конференции по радиофизике, проходившей 14—31 мая 2025 г. на радиофизическом факультете Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского (ННГУ) с участием иностранных докладчиков. Тематика докладов охватывает основные научные направления, развиваемые на факультете. Работы выполнены сотрудниками, аспирантами и студентами ННГУ, а также сотрудниками научно-исследовательских институтов и высокотехнологичных предприятий Нижнего Новгорода.

Издаётся по решению ученого совета радиофизического факультета ННГУ.

ISBN 978-5-908049-30-6

УДК 537.86 + 621.3
ББК 3841

© Нижегородский госуниверситет
им. Н.И. Лобачевского, 2025

Ministry of Science and Higher Education
of the Russian Federation

National Research
Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod

Proceedings of the XXIX Scientific Conference on Radiophysics

devoted to the 80th anniversary of the Radiophysics Faculty

Nizhny Novgorod, May 14-31, 2025

Nizhny Novgorod
2025

Proceedings of the XXIX Scientific Conference on Radiophysics (Nizhny Novgorod, May 14-31, 2025). Nizhny Novgorod: UNN, 2025. – 585 p.

Editorial Board:
V.V. Matrosov (Editor-in-Chief), M.I. Mishchenko (Executive Editor), G.A. Bazhenova (Secretary), M.I. Bakunov, S.N. Gurbatov, A.A. Dubkov, A.V. Kalinin, A.V. Kudrin, A.A. Mal'tsev, A.V. Marugin, S.V. Obolensky, L.Yu. Rotkov, I.S. Pavlov, B. Spagnolo (Italy), A.L. Umnov and E.S. Fitasov

The proceedings include the papers presented at the 29th Conference on Radiophysics (May 14-31, 2025, Nizhny Novgorod), which was organized by the Faculty of Radiophysics of the National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod. The scope of the conference covers all main research directions of the faculty. The papers were contributed by scientists and students of the university, researchers from the academic institutes and hi-tech companies of Nizhny Novgorod, and foreign participants. The proceedings have been approved by the Academic Council of the Faculty of Radiophysics.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «ЭЛЕКТРОДИНАМИКА»

Председатель – А.В. Кудрин, секретарь – О.В. Мартынова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

САМОМОДУЛЯЦИЯ ИНТЕНСИВНЫХ СВИСТОВЫХ ВОЛН В ДАКТЕ ПЛОТНОСТИ ЗАМАГНИЧЕННОЙ ПЛАЗМЫ В УСЛОВИЯХ РАЗВИТИЯ НИЗКОЧАСТОТНОЙ НЕУСТОЙЧИВОСТИ

Н.А. Айдакина, М.Е. Гущин, И.Ю. Зудин, И.А. Елясина, С.В. Коробков, А.В. Стриковский

ИПФ РАН

В лабораторной замагниченной плазме стенда «Крот», используемого для моделирования активных экспериментов в ионосфере, в результате локального нагрева электронов импульсной высокочастотной накачкой свистового диапазона образуется вытянутый вдоль внешнего магнитного поля дакт с пониженной плотностью плазмы. При высоких мощностях, подводимых к антенне (P = 200 Вт и выше), в дакте развивается неустойчивость, которая проявляется в интенсивных пульсациях плотности с уровнем до 10 %. Развитие неустойчивости сопровождается глубокой (до 100 %) самомодуляцией волны накачки, а также модуляцией пробных свистовых волн на других частотах, излученных в дакт. Исследованы амплитудно-временные характеристики низкочастотных пульсаций огибающей свистовых волн ($f < 200$ кГц) в зависимости от индукции внешнего магнитного поля ($B_0 = 50 – 270$ Гс) и концентрации плазмы ($n_e = 10^{11} – 10^{12}$ см$^{-3}$). Анализ экспериментальных результатов и численное моделирование показывают, что модуляция связана со сложной модовой структурой свистовых волн в дакте и обусловлена преимущественно пульсационными составляющими вариаций плотности при развитии неустойчивости.

Турбулентные явления, развивающиеся в плазме в интенсивных высокочастотных полях, могут существенным образом влиять на распространение низкочастотных (КНЧ – ОНЧ) радиоволн в околоземном космическом пространстве. Турбулентность магнитоактивной плазмы может проявляться, в том числе, в форме разномасштабных плазменных возмущений, вытянутых вдоль внешнего магнитного поля. В активных экспериментах глубокая модуляция излучения ОНЧ передатчиков наблюдалась на борту ИСЗ, пролетающих над областью искусственной ионосферной турбулентности (ИИТ), создаваемой при КВ нагреве ионосферы [1], а также над облаками выхлопа двигателей ракет [2].

Эффективным подходом к изучению явлений в космической плазме является их моделирование на лабораторных установках. Эффекты модуляции и самомодуляции низкочастотных волн наблюдались ранее в ходе модельных экспериментов по локальному нагреву лабораторной плазмы [3 – 6]. На крупномасштабном плазменном стенде «Крот» проводятся эксперименты, моделирующие влияние неустойчивости, развивающейся при импульсном нагреве замагниченной плазмы, на распространение радиоволн [3, 4]. Эксперименты, результаты которых представлены в данной работе, проводились в спокойной распадающейся плазме индукционного разряда в аргоне, концентрация плазмы n_e изменялась в пределах от 10^{12} см$^{-3}$ до 10^{11} см$^{-3}$, индукция внешнего магнитного поля $B_0 = 50 – 270$ Гс. Плазма нагревалась мощным (до $P \sim$ 700 Вт) и достаточно длинным ($\tau = 0.2 – 1$ мс) ВЧ импульсом в свистовом диапазоне ($f = 80$-160 МГц, $f < f_{ce}$, f_{ce} – электронная циклотронная частота), подводимым к рамочной антенне с диаметром

7 см. Пробная волна (f = 40 МГц, P ~ 10 мВт) возбуждалась рамочной антенной с диаметром 2 см и просвечивала возмущенную область. Регистрация пробных волн, волны накачки и возмущений плотности осуществлялась зондами [3, 4].

Как показали эксперименты, неустойчивость проявляется в интенсивных пульсациях плотности (~ 10%) внутри дакта и сопровождается глубокой (до 100 %) модуляцией огибающей как волны накачки, так и пробных волн (рис. 1).

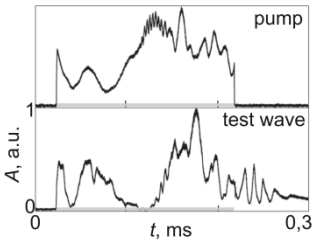


Рис. 1

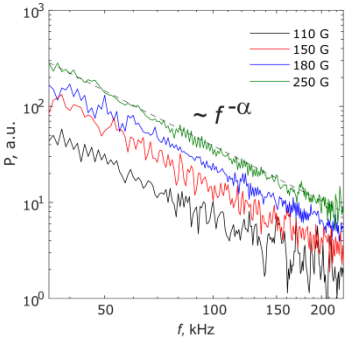


Рис. 2

Тот факт, что и волна накачки, и пробная волна испытывают приблизительно одинаковую модуляцию, свидетельствует о возможности описания модуляции как линейного электродинамического эффекта, развивающегося на фоне заданных возмущений параметров плазмы, что позволяет отделить задачу поиска механизма модуляции волн от задачи поиска механизма турбулизации плазмы.

На рис. 2 приведены спектры модуляции огибающей накачки, полученные при разных значениях индукции внешнего магнитного поля B_0. Модуляция волны накачки наблюдается в полосе частот $f \lesssim 200$ кГц. Спектр пульсаций огибающей спадает по степенному закону, показатель степени $\alpha = 2{,}5 – 3{,}5$. Дополнительно для анализа огибающих использовался метод «мгновенного периода»: в сигнале огибающей выделялись квазигармонические фрагменты, по периоду которых рассчитывались мгновенные частоты пульсаций (рис. 3). Аналогичный подход для анализа сигналов использовался в работе [5]. На рис. 4 приведены зависимости мгновенных частот вариаций от B_0 и от n_e.

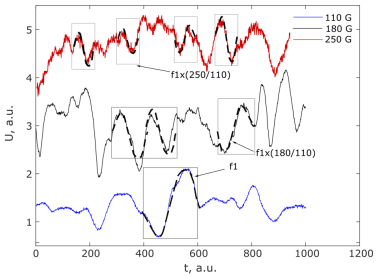


Рис. 3

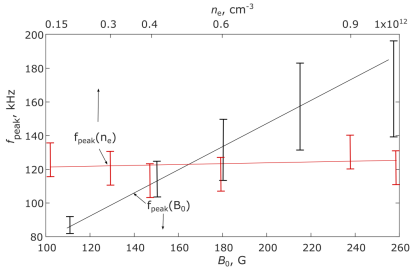


Рис. 4

Для определения механизма влияния мелкомасштабных неоднородностей, развивающихся в дакте плотности, на структуру поля и динамику волны накачки и пробных волн было выполнено численное 2D моделирование с использованием метода конечных разностей во временной области (FDTD) [8]. В ходе моделирования профиль плотности задавался соответствующим профилю дакта в эксперименте [4], мелкомасштабные неоднородности задавались случайным гауссовым распределением с фиксированным максимальным уровнем $\Delta n_e/n_e$ (1 – 10 %), с последующей полосовой фильтрацией для выбора пространственных периодов в диапазоне 0.5 – 2 см [3,4]. Источники излучения задавались как 2D аналоги антенн в эксперименте [3,4].

Результаты, полученные в ходе расчетов, для полей накачки и пробных волн качественно совпадают. На рис. 5 приводится распределение амплитуды поля B_z в волне накачки (160 МГц) при распространении в дакте плотности в процессе его формирования [4] (0 мкс, 300 мкс, 600 мкс и 900 мкс). Точками отмечены амплитуды поля в двух близких областях пространства в разные моменты времени. Видно, что структура поля существенно меняется только на начальном этапе формирования дакта ($t < 300$ мкс), далее распределение и амплитуда поля практически постоянны. На рис. 6 приводятся распределения поля B_z при распространении волн в дакте плотности без неоднородностей и с неоднородностями различной амплитуды $\Delta n_e/n_e$ (1 – 10 %). На рис. 7 приводятся распределения поля B_z при заданном уровне возмущений плотности $|\Delta n_e/n_e|_{max} = 10$ % для трех различных реализаций случайного распределения $\Delta n_e(x)$. Наличие неоднородностей внутри дакта изменяет структуру полей – «деформирует» структуру мод. Если предположить, что разные реализации $\Delta n_e(x)$ отражают временной ход возмущений концентрации, то нестационарные вариации плотности должны приводить к соответствующей модуляции поля во времени. При этом в заданной точке пространства за счет изменения структуры поля во времени может быть зарегистрирована глубокая (до 100%) модуляция амплитуды сигнала.

Модель возбуждения турбулентности на данный момент находится в стадии разработки. Некоторые экспериментальные результаты [3, 4] позволяют предполагать, что возмущения плотности возникают в результате нелинейного взаимодействия квазиэлектростатических волн (или волн резонансного конуса), возбуждаемых вблизи антенны накачки, с плазмой [7].

Таким образом, модуляция волн накачки и пробных волн связана со сложной структурой свистовых мод в дакте с неоднородностями плотности и обусловлена пульсационными составляющими вариаций плотности. Соответственно, форма огибающей отражает временной ход концентрации, что может быть использовано в диагностических целях в лабораторной и ионосферной плазме. Наблюдаемые эффекты необходимо учитывать при планировании активных экспериментов в околоземной плазме, а также при интерпретации уже полученных данных по распространению КНЧ – ОНЧ волн в неоднородной ионосфере, в том числе в условиях развития ИИТ.

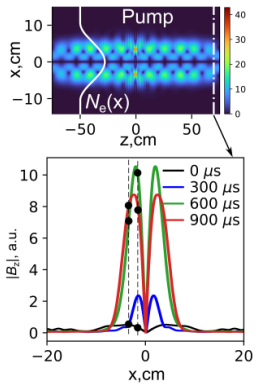


Рис. 5

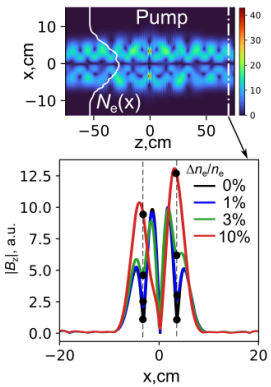


Рис. 6

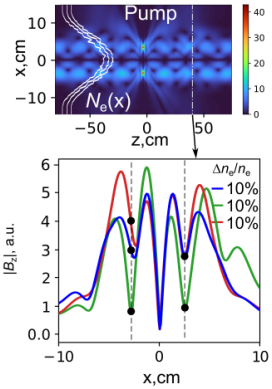


Рис. 7

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 24-12-00459).

[1] Rapoport V.O., Frolov V.L., Polyakov S.V., Komrakov G.P., Ryzhov N.A., Markov G.A., Belov A.S., Parrot M., Rauch J.L. // J. Geophys. Res. 2010. Vol. 115. P. A10322.

[2] Bernhardt P.A., Hua M., Bortnik J., Ma Q., Verronen P.T., McCarthy M.P., Hampton D.L., Golkowski M., Cohen M.B., Richardson D.K., Howarth A.D., James H.G., Meredith N.P. // J. Geophys. Res. Space Phys. 2022. Vol. 127. P. e2022JA030358.

[3] Фролов В.Л., Рапопорт В.О., Шорохова Е.А., Айдакина Н.А., Гущин М.Е., Зудин И.Ю., Коробков С.В., Костров А.В., Парро М., Рош Ж.-Л. // Письма в ЖЭТФ. 2015. Т. 101. С. 342.

[4] Зудин И.Ю., Гущин М.Е., Стриковский А.В., Коробков С.В., Петрова И.А., Катков А.Н., Кочедыков В.В. // Письма в ЖЭТФ. 2022. Т. 116, № 1. С.46.

[5] Stenzel R.L. // Phys. Fluids B. 1991. Vol. 3. P. 2568.

[6] Rossi G.D., Carter T.A., Seo B., Robertson J., Pueschel M.J., Terry P.W. // J. Plasma Phys. 2021. Vol. 87. P. 905870401.

[7] Stenzel R.L., Gekelman W. // Phys. Fluids. 1977. Vol. 20. P. 108.

[8] Zudin I.Y., Zaboronkova T.M., Gushchin M.E., Aidakina N.A., Korobkov S.V., Krafft C. // J. Geophys. Res. Space Phys. 2019. Vol. 124, no. 6. P. 4739.

ГЕНЕРАЦИЯ СУБФЕМТОСЕКУНДНЫХ УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ТРЕХЦВЕТНЫМИ ИОНИЗИРУЮЩИМИ ПОЛЯМИ

И.Д. Ларюшин[1, 2)], А.А. Романов[1, 2)], Н.В. Введенский[1, 2)]

[1)] ИПФ РАН

[2)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Источники субфемтосекундных ультрафиолетовых импульсов являются ключевым инструментом для высокоточных измерений, спектроскопии и управления сверхбыстрыми процессами в атомах, молекулах и твердых телах в их естественных временных масштабах [1, 2]. Одним из наиболее перспективных способов генерации сверхкоротких импульсов является использование нелинейностей в газах, в особенности ионизационной нелинейности [3–6]. При использовании многоцветного ионизирующего поля в спектре вторичного излучения появляется множество комбинаций центральных частот его квазимонохроматических компонент [4–6]. Как правило, эти вторичные компоненты имеют длительность, близкую к длительности ионизации газа [3, 5]. Для типичной (50 фс) ионизирующей накачки длительность ионизации составляет около 20 фс. Для низкочастотных спектральных компонент в среднем ИК-диапазоне такая длительность может соответствовать сверхкоротким (до субцикла) импульсам [5]. Однако для более высокочастотной УФ-области спектра длительность ионизации соответствует многим десяткам периодов поля.

В данной работе исследована возможность генерации субфемтосекундных УФ-импульсов тока свободных электронов с использованием двух- и трехцветных ионизирующих импульсов. Показано, что по сравнению с известными двухцветными схемами использование трехцветных импульсов позволяет получать УФ-импульсы, существенно более короткие, чем длительность ионизации. Такие трехцветные ионизирующие поля можно получить с использованием параметрического генератора света [7].

Электрическое поле линейно поляризованного трёхцветного ионизирующего импульса задаётся следующим образом:

$$\vec{E}(t) = \vec{e}_x f(t) \sum_{i=1}^{3} E_i cos(\omega_i t + \varphi_i), \qquad (1)$$

где $E_{1,2,3} = \sqrt{8\pi\, I_{1,2,3}/c}$, c — скорость света, $I_{1,2,3}$, $\omega_{1,2,3}$ и $\varphi_{1,2,3}$ — пиковые интенсивности, центральные частоты и фазовые сдвиги квазимонохроматических компонент, $f(t)$ — огибающая импульса. Мы рассчитываем плотность тока, возбуждаемого в образовавшейся плазме при ионизации газа, состоящего из атомов гелия, с использованием решения трехмерного нестационарного уравнения Шрёдингера в рамках одноэлектронного приближения (везде, если не указано иное, используются атомные единицы):

$$i\frac{\partial \psi}{\partial t} = \left[\frac{-1}{2}\nabla^2 + \vec{r}\vec{E}(t) + V(r)\right]\psi, \qquad (3)$$

где $\psi(r,t)$ — волновая функция наиболее активного электрона, $V(r)$ — потенциал иона. Численное решение уравнения (3) производится с использованием разложения волновой функции по сферическим гармоникам с максимальным орбитальным

моментом $l_{max} = 256$ и с радиальной границей, равной 200 ат. ед. [5]. Вблизи границы мы используем поглощающие слои, которые служат для предотвращения отражения решения от границы [6]. Размер поглощающего слоя составляет 50 атомных единиц. Потенциал $V(r)$ найден на основе решения стационарных уравнений Кона — Шэма. Генерируемое излучение характеризуется спектром Фурье $\vec{a}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{a}(t)\, e^{i\omega t} dt$ дипольного ускорения атома $\vec{a}(t)$, который определяет производную по времени плотности электронного тока $d\vec{j}/dt$:

$$\frac{\partial \vec{j}}{\partial t} = -N_g \vec{a}, \vec{a} = -\vec{E} - \langle \psi | \nabla V | \psi \rangle, \tag{4}$$

где N_g — плотность газа.

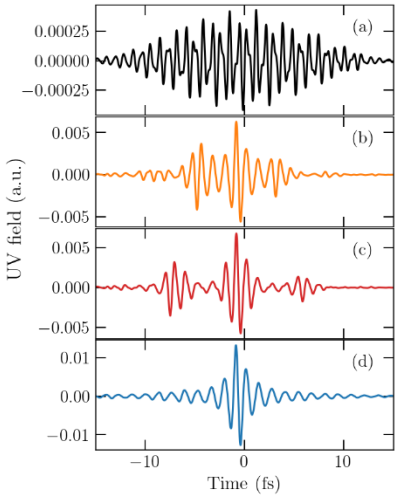


Рис. 1

На рис. 1 показаны временные зависимости УФ-поля, полученные с использованием (a) одноцветного поля; (b) двухцветного поля с соотношениями частот $\omega_1 : \omega_2 = 1 : 0.4$; (c) двухцветного поля с соотношениями частот $\omega_1 : \omega_2 = 1 : 0.6$; (d) трехцветного ионизирующего поля с соотношениями частот $\omega_1 : \omega_2 : \omega_3 = 1 : 0.6 : 0.4$, фазы $\varphi_{1,2,3} = 0$. Во всех случаях ω_1 соответствует длине волны λ_1 = 800 нм, интенсивности $I_1 = 10^{15}$ Вт/см^2, $I_{2,3} = 2 \cdot 10^{14}$ Вт/см^2, FWHM длительность (полная ширина на полувысоте по интенсивности) составляет 20 фс. Временные профили УФ-импульсов получены с использованием спектрального фильтра $d\vec{j}_{UV}/dt = -N_g/2\,\pi \int f(\omega)\vec{a}(\omega)e^{-i\omega t} dt$ с маской $f(\omega)$, соответствующей диапазону от 350 до 140

нм. Длительность УФ-импульса на панели (d) составляет примерно 1 фс. Как видно из рис. 1, использование двухцветных полей не дает существенного выигрыша в общей длительности генерируемых УФ-импульсов по сравнению с одноцветным случаем. Когда ионизирующее поле имеет более одной квазимонохроматической компоненты, во временном профиле генерируемого УФ-импульса появляются нелинейные биения, и каждое биение имеет длительность по полувысоте, близкую к 1 фс. В двухцветных полях, приведенных на рис. 1 (b, c), в обоих случаях период биений составляет 5 периодов ω_{10}. При длине основной волны 800 нм это примерно 13 фс, и все главные максимумы, кроме центрального, оказываются подавленными за счет малой длительности ионизации. Однако в обоих случаях внутри длительности ионизации наблюдаются вторичные всплески, сопоставимые с главным по интенсивности. При использовании трехцветного поля с рассмотренными частотами удается подавить вторичные всплески, выделить один ярко выраженный и тем самым сформировать субфемтосекундный УФ-импульс уже при длительности ионизирующего поля 20 фс. В случае двухцветных полей выделение одного нелинейного УФ-биения требует значительно более коротких длительностей накачки.

Таким образом, продемонстрировано, что использование трехцветного ионизирующего поля с основным компонентом и двумя более слабыми дополнительными компонентами, каждая из которых имеет интенсивность приблизительно 20% от интенсивности основного поля и отстроена от половинной гармоники основного поля на $\mp 0.1\omega_1$, позволяет генерировать субфемтосекундные импульсы в ультрафиолетовом диапазоне. Эти импульсы имеют форму огибающей, характеризуемую четко определенным одиночным центральным периодом и быстро затухающими «хвостами». В этом состоит отличие от двухцветных полей, где схожие параметры дают последовательности импульсов, длящиеся на протяжении времени ионизации, которое существенно превышает длительность одиночного биения. Данный эффект приводит к необычайно коротким длительностям импульсов для указанных диапазонов частот, демонстрируя потенциал этого метода для продвижения приложений сверхбыстрой оптики и фотоники.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИПФ РАН, проект № FFUF-2023-0002.

[1] Siminos E. , Thiele I., Olofsson C. // Phys. Rev. Lett. 2021. Vol. 126. P. 044801
[2] Wituschek A. et al. // Nat. Commun. 2020. Vol. 11. P. 883.
[3] Введенский Н. В., Костин В. А., Ларюшин И. Д., Силаев А. А. // Квант. электрон. 2016. Т. 46. С. 419.
[4] Mitrofanov A.V. et al. // Optica. 2020. Vol. 7. P. 15.
[5] Силаев А. А., Костин В. А., Ларюшин И. Д., Введенский Н. В. // Письма в ЖЭТФ. 2018. Т. 107. С. 151.
[6] Laryushin I., Romanov A. // Photonics. 2023. Vol. 10. P. 406.
[7] Thiré N. et al. // Appl. Phys. Lett. 2015. Vol. 106. P. 091110.

ИЗМЕРЕНИЕ ТОЛЩИНЫ БАРАБАННОЙ ПЕРЕПОНКИ ПО ДАННЫМ ОПТИЧЕСКОЙ КОГЕРЕНТНОЙ ТОМОГРАФИИ

А.Л. Скочилов, Е.Д. Суслова, П.А. Шилягин

ИПФ РАН

Оптическая когерентная томография (ОКТ) является одним из наиболее перспективных методов неинвазивной диагностики биологических тканей, позволяющих получать высокодетализированные изображения их внутренней структуры с микронным разрешением. Особый интерес представляет применение ОКТ для диагностики заболеваний уха, в частности для анализа структуры барабанной перепонки (БП), поскольку традиционные методы диагностики, такие как УЗИ или компьютерная томография, имеют ограничения в пространственном разрешении и не позволяют определять толщину БП с необходимой точностью. Напротив, ОКТ, обладающая продольным разрешением на уровне 10 мкм и не нуждающаяся в использовании транспортной среды, является хорошим кандидатом на роль метода, позволяющего определять толщину БП с точностью не хуже 10%.

Задача измерения толщины БП по данным ОКТ решалась несколькими группами [1-3], однако приводимый в каждой работе объём выборки позволяет в лучшем случае продемонстрировать принципиальную возможность подобных измерений, но не претендует на объективность исследований. Единственной на данный момент работой, в которой была произведена попытка проанализировать более 50 перепонок, является работа [4], выполненная в 2023 году в Нижнем Новгороде. Кроме того, эта работа является единственной, где авторы детально описывают алгоритм измерения толщины перепонки, что позволило обнаружить принципиальную ошибку, допущенную ими при анализе данных ОКТ. Опираясь на приблизительно одинаковый масштаб изображений по продольной и поперечной координате, авторы [4] оценивают геометрическую толщину БП как расстояние между её границами на изображении, что в свете технологии получения данных методом ОКТ является неприемлемым. Настоящая работа посвящена вопросу создания программы для анализа ОКТ изображений и измерению барабанной перепонки.

На рис. 1 представлено изображение, иллюстрирующее соответствие между реальной геометрией исследуемой среды и её ОКТ-изображением. Стрелками на рисунке показан ход зондирующего луча. Зондирующий луч преломляется на границах раздела сред в реальной геометрии, но на изображении ОКТ этого не происходит, поскольку изображение ОКТ строится строго вдоль зондирующего луча. Как следствие, изображение среды искажается, точка выхода зондирующего луча из перепонки B смещается относительно своего положения на реальном объекте, а определение значения толщины перепонки как длины отрезка AC’/n, где n – усреднённый показатель преломления БП, приводит к значительным ошибкам в сторону занижения значения измеряемой величины. Дополнительным фактором, не принятым во внимание авторами [4], является значительная изогнутость профиля БП, вследствие чего наклон её поверхности в плоскости, ортогональной плоскости изображения, оказывается за рамками используемой ими модели.

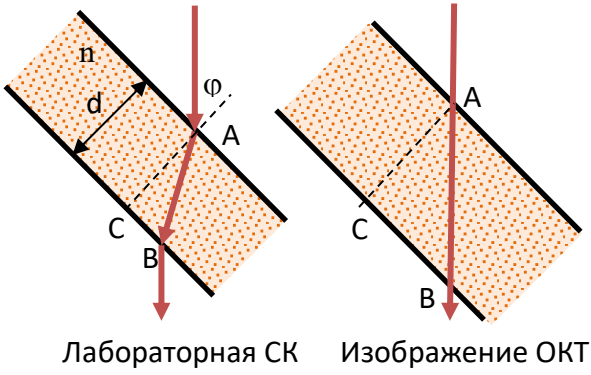


Рис. 1

Используя построение рис. 1, можно получить для геометрической толщины БП d выражение

$$d = \frac{AB}{n}\sqrt{1-\left(\frac{\sin\varphi}{n}\right)^2}, \qquad (1)$$

где AB – оптическая толщина исследуемой среды вдоль зондирующего луча, вычисляемая по изображению ОКТ, n – её усреднённый показатель преломления, φ - угол падения зондирующего излучения на поверхность среды.

Поскольку данные ОКТ представляют собой информацию о величине обратного рассеяния в зависимости от оптической задержки, возникающей в объектном плече интерферометра, угол падения зондирующего излучения на исследуемую поверхность может быть определён исходя из данных о положении этой поверхности в декартовом пространстве, ось z которого совпадает с оптической осью зонда, а оси x и y – с его быстрой и медленной осями сканирования. В этом случае формула (1) приобретает вид:

$$d = \frac{ab\cdot z_m}{n^2}\sqrt{\left(n^2 - 1 + \frac{1}{\left(\frac{\partial z}{\partial x}\frac{z_m}{x_m}\right)^2+\left(\frac{\partial z}{\partial y}\frac{z_m}{y_m}\right)^2+1}\right)}, \qquad (2)$$

где $(x,y,z)_m$ – размерные масштабные коэффициенты, определяющие размер элемента изображения ОКТ в реальном пространстве, $\frac{\partial z}{\partial x}$ и $\frac{\partial z}{\partial y}$ – частные производные функции

$z(x,y)$, описывающей положение внешней границы БП на изображении ОКТ в безразмерных координатах, ab – безразмерная толщина БП вдоль зондирующего луча.

Полученное выражение было апробировано для вычисления толщины модельного объекта – акриловой пластины толщиной 0,7 мм, ориентированной под углом 30 градусов к оптической оси зонда. Плоскость наклона не ортогональна ни одной из плоскостей сканирования.

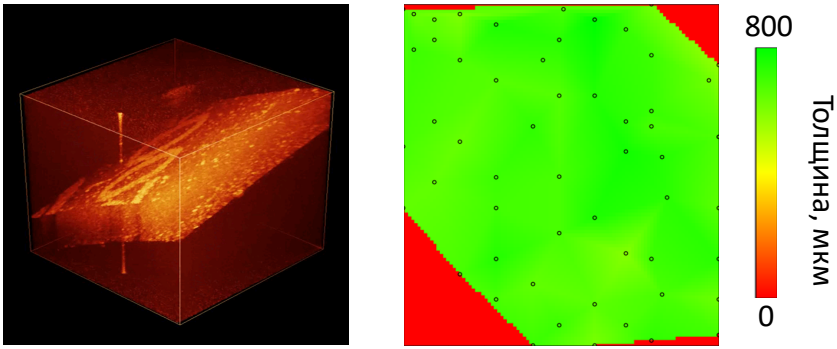


Рис. 2

На рис. 2 слева представлена проекция изображения ОКТ модельного объекта, собственные оси зонда ОКТ соответствуют выделенным на изображении граням куба. В правой части рис. 2 представлена цветовая визуализация вычисленной толщины модельного объекта. Вычисление производилось с использованием программного кода DrumScanPro для 50 точек поверхности с определением положения границы и угла наклона в ручном режиме. Разброс зарегистрированных таким образом значений составил ±10%, что соответствует необходимой точности для проведения исследований клинического материала, но может быть существенно улучшено за счёт использования автоматизированных алгоритмов определения положения границы по данным ОКТ.

[1] Pau H.W et.al. // Eur. Arch. Otorhinolaryngol. 2015. Vol. 272, no. 11. P. 3217.
[2] Pande P. et.al. // J. Assoc. Res. Otolaryngol. 2016. Vol. 17, no. 5. P. 403.
[3] Monroy G.L. et.al. // J. Biophotonics. 2017. Vol. 10, no. 3. P. 394.
[4] Novozhilov A.A. et.al. // Opera Med. Physiol. 2023. Vol. 10, no. 1. P. 106.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИИ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ЛИТОГРАФИЧЕСКОЙ МАСКЕ С ПОМОЩЬЮ ФИЗИЧЕСКИ-ОБУСЛОВЛЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Е.В. Иванов, В.А. Еськин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Ультрафиолетовая литография занимает центральное место в современных технологиях производства полупроводниковых чипов. Она позволяет создавать компактные и функциональные устройства благодаря использованию электромагнитного излучения с короткими длинами волн для нанесения сложных узоров на кремниевые пластины. Эти узоры зависят от особенностей освещения во время экспозиции. Световой рисунок на пластине формируется с помощью электромагнитного луча ультрафиолетового или мягкого рентгеновского диапазона частот, который отражается от фотошаблона, называемого маской (см. рис. 1). Однако из-за явлений дифракции и интерференции световой рисунок на маске не всегда точно соответствует узору на пластине. Чтобы добиться желаемого результата, для корректировки масок применяется многоступенчатая технология оптической коррекции. Одним из ключевых этапов этой технологии является расчёт электромагнитных полей в области расположения маски. При использовании стандартных вычислительных методов для выполнения таких расчётов требуются значительные вычислительные ресурсы, что существенно усложняет процесс производства.

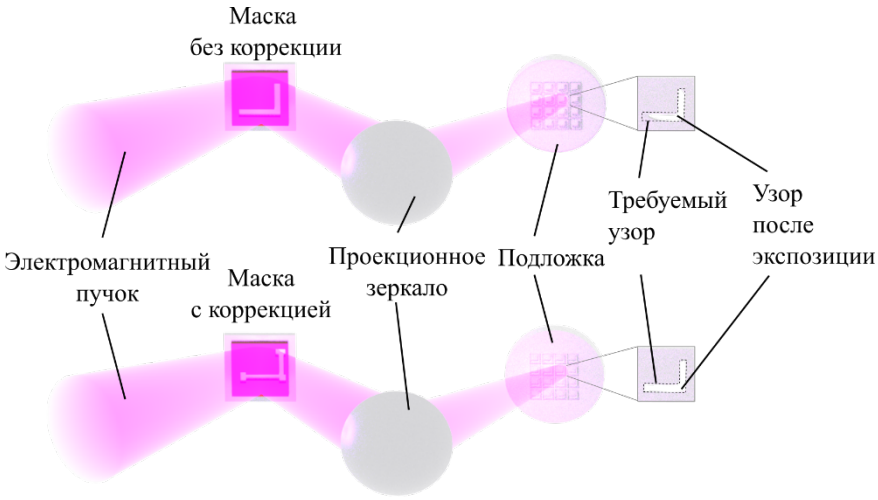


Рис. 1

Для ускорения электромагнитного моделирования были разработаны различные аппроксимирующие модели, такие как метод декомпозиции области и фильтрация в формате M3D. Однако эти модели отличаются высокой ресурсоёмкостью и зачастую не учитывают нелокальность электромагнитного взаимодействия. В последнее время было предпринято множество попыток смоделировать 3D-эффекты масок с помощью глубоких нейронных сетей, включая сверточную нейронную сеть [1] и U-net [2]. Эти подходы основаны на контролируемом обучении и требуют обширного набора данных. Однако они всё ещё занимают значительное время для обучения и не всегда обеспечивают требуемую точность решения и его обобщающую способность.

В данной работе мы представляем результаты применения физически-обусловленных нейронных сетей (physics-informed neural networks, PINN) [3,4] к решению задачи дифракции волн рентгеновского диапазона на литографической маске. Точность модели и время, необходимое для поиска решений ряда тестовых задач с помощью современных численных методов, сравниваются с решениями, полученными с помощью PINN. Основное внимание уделяется исследованию точности решений, предоставляемых этими искусственными нейронными сетями, для длин волн существующих [5] (13,5 нм) и перспективных [6] (11,2 нм) промышленных литографов.

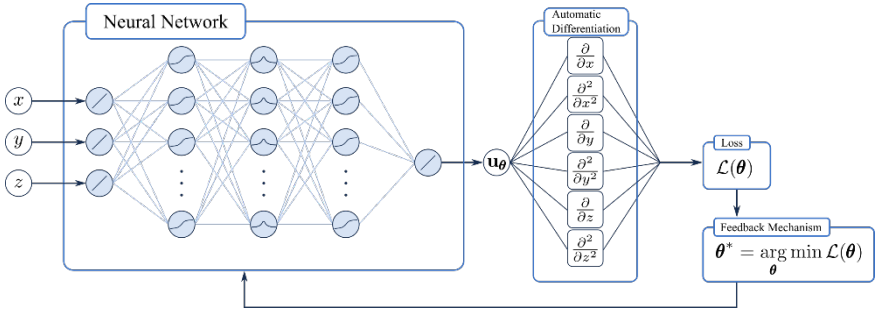


Рис. 2

В наших экспериментах использовалась полносвязная нейронная сеть прямого распространения с тремя скрытыми слоями, по 128 нейронов в каждом, с функцией активации — гиперболическим тангенсом. Схематическая диаграмма общего метода обучения физически-обусловленных нейронных сетей показана на рис. 2. Для PINN функция ошибки (невязка) формируется исходя из граничных условий и дифференциальных уравнений (в нашем случае это уравнения Гельмгольца), определяющих физический процесс. При минимизации этой невязки выход нейронной сети в пределе стремится к решению поставленной задачи.

Для оценки эффективности алгоритма было проведено сравнение решений, получаемых с помощью PINN, с решениями, демонстрируемыми методом конечных элементов (был использован FreeFEM++), для ряда тестовых задач, имеющих аналитические решения. В качестве таких задач рассматривалось распространение плоской монохроматической электромагнитной волны TE-поляризации под углом 45º в

однородной среде, падение этой волны на плоскую границу двух сред или на диэлектрический слой. В качестве сред использовали свободное пространство и среду с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4$. Длина волны составляла 13,5 нм.

Табл. 1

	FreeFEM++		PINN	
Задача	Относительная L_2 ошибка	Время расчёта (с)	Относительная L_2 ошибка	Время обучения (с)
1. Однородная среда	$2{,}323 \cdot 10^{-3}$	3,467	$1{,}694 \cdot 10^{-4} \pm 5{,}3 \cdot 10^{-5}$	855
2. Граница раздела	$3{,}818 \cdot 10^{-3}$	3,385	$1{,}596 \cdot 10^{-3} \pm 7{,}9 \cdot 10^{-4}$	1532
3. Плоский слой	$8{,}085 \cdot 10^{-3}$	5,033	$5{,}507 \cdot 10^{-2} \pm 4{,}4 \cdot 10^{-3}$	1221

В табл. 1 представлены результаты решения тестовых задач различными методами. Относительная L2 ошибка показывает отклонение полученного решения от истинного по всем расчётным точкам. Как можно видеть, точность решения, полученного с помощью физически-обусловленной нейронной сети, не уступает точности метода конечных элементов. Несмотря на длительное время обучения, время инференса для всех задач крайне мало (1,17·10–3), даже по сравнению со временем расчёта методом конечных элементов.

В качестве задачи дифракции волн рентгеновского диапазона на литографической маске была рассмотрена падающая под углом 6º монохроматическая волна TE-поляризации на маску, которая состоит из двух поглощающих слоёв TaBO и TaBN с отверстием в них, а также слоёв Ru, Mo и Si (см. левые панели рис. 3, на которых приведены действительные и мнимые части отношения k/k0 во всей расчётной области). Соответствующие слоям диэлектрические проницаемости и толщины слоёв даны в табл. 2 для рассматриваемых длин волн.

Табл. 2

Свойства слоя	λ, нм	Среда				
		TaBO	TaBN	Ru	Mo	Si
ε	13,5	0,86-*i* 0,08	0,86-*i* 0,07	0,79-*i* 0,03	0,85-*i* 0,01	1-*i* 0,004
Толщина		10 нм	10 нм	2 нм	3 нм	4 нм
ε	11,2	0,91-*i* 0,06	0,92-*i* 0,06	0,87-*i* 0,01	0,91-*i* 0,01	1,01-*i* 0,03
Толщина		10 нм	10 нм	2 нм	2,49 нм	3,32 нм

На рисунке 3 (правые панели) показаны референсные решения (левые вставки), результаты обучения нейронной сети для этой задачи (средние вставки), и абсолютная разность между референсом и решениями с помощью PINN (правые вставки). Верхние рисунки соответствуют расчётам для длины волны 11,2 нм, нижние — для 13,5 нм. Референсные решения получены с помощью волноводного метода (см. [1,2]). Представленные результаты демонстрируют хорошую точность обученных нейронных сетей. Для длины волны 13,5 нм относительная L2 ошибка равна 4,948·10–2±5,2·10–3 , а для длины волны 11,2 нм — 8,889·10–2±5,02·10–3 . При этом существенно возросло время обучения в сравнении с тестовыми задачами до 2637 и 2790 секунд соответственно. Время инференса осталось прежним.

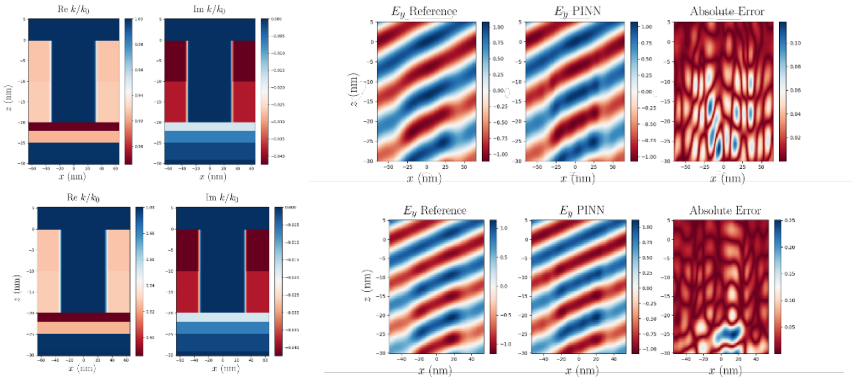


Рис. 3

Таким образом, в работе показано, что физически-обусловленная нейронная сеть, обученная для решения электромагнитных задач, может демонстрировать точность решений, не уступающую точности решений, полученных с помощью численных методов, основанных на методе конечных элементов. Установлено, что время обучения нейронных сетей для различных задач может существенно различаться, тогда как время инференса обученных нейронных сетей остаётся независимым от типа задач и существенно малым по сравнению со временем решения данных задач численными методами. Показано, что физически-обусловленная нейронная сеть, обученная для решения задачи дифракции электромагнитных волн рентгеновского диапазона частот на литографической маске, демонстрирует для относительно тонкой маски решения, пригодные по точности для инженерных расчётов и для оптимизации масок на длинах волн 13,5 и 11,2 нм.

[1] Tanabe H., Jinguji A., Takahashi A. // Journal of Micro/Nanopatterning, Materials, and Metrology. 2024. Vol. 23, no. 1. P. 14201.
[2] Medvedev V., Erdmann A., Rosskopf A. // Proceedings of Computational Optics 2024. 2024. Vol. 13023. P. 19.
[3] Raissi M., Perdikaris P., Karniadakis G.E. // Journal of Computational Physics. 2019. Vol. 378. P. 686.
[4] Es'kin V.A., Davydov D.V., Egorova E.D., Malkhanov A.O., Akhukov M.A., Smorkalov M.E. // Doklady Mathematics. 2024. Vol. 110, no. 1. P. S172.
[5] Yakshin A.E., Louis E., Görts P.C., Maas E.L.G., Bijkerk F. // Physica B: Condensed Matter. 2000. Vol. 283, no. 1. P. 143.
[6] Чхало Н.И. // Микроэлектроника. 2024. Т. 53, № 5. С. 375.

Секция «Электродинамика»

Заседание секции проводилось 20 мая 2025 г.
Председатель – А.В. Кудрин, секретарь – О.В. Мартынова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«КВАНТОВАЯ РАДИОФИЗИКА И ЛАЗЕРНАЯ ОПТИКА»

Председатель – А.В. Маругин, секретарь – К.Э. Сумачев.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

РЕГИСТРАЦИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА В ГОМОДИННОЙ СИСТЕМЕ НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА С ВНЕШНИМ ВОЛОКОННЫМ КАНАЛОМ

Я.Н. Березина, А.В. Маругин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Системы регистрации доплеровского сигнала на основе полупроводникового лазера могут быть использованы во многих областях, таких, например, как детектирование параметров химических веществ, в медицине при измерении потоков кровообращения, при мониторинге условий технических систем, при измерении скорости и направления течения водных потоков. В основе подавляющего большинства такого рода измерительных систем используется гетеродинная обработка оптического сигнала после облучения движущегося объекта [1, 2]. В традиционной конфигурации лазерное излучение делится на опорный и зондирующий пучки, после приобретения доплеровского сдвига сигнал из внешнего плеча попадает на фотоприёмник, после чего происходит дальнейшая обработка в регистрационном блоке. Использование полупроводникового лазера позволяет реализовать другую схему, в которой возвращаемый сигнал, содержащий доплеровский сдвиг, попадает в качестве оптической инжекции обратно в активную среду лазера, где и формируется за счет нелинейного преобразования низкочастотный доплеровский сигнал, который можно зарегистрировать в излучении с заднего торца лазерного диода. Такой гомодинный метод формирования доплеровского сигнала потенциально может обладать рядом преимуществ в сравнении с традиционными схемами (простота оптической конфигурации, компактность измерителя, отсутствие в оптике ограничений на диапазон анализируемых скоростей), но при этом требует более жесткого учета и оптимизации параметров лазерного излучателя.

Предлагаемая в данной работе схема является эквивалентом лазера с внешним резонатором и предполагает соответствие математической модели Кобаяши-Ланга [3]. Базовое уравнение в рамках данной модели содержит запаздывающую составляющую лазерного поля, а определяющим фактором для формирования доплеровского сигнала является коэффициент обратной связи k, зависящий от параметров рассеяния лазерной волны на движущихся элементах объекта измерений.

$$\frac{dE}{dt} = \left(-i\omega_0 + \frac{\Delta G}{2}(1 - i\alpha)\right)E(t) + kE(t - \tau). \qquad (1)$$

Здесь E – амплитуда лазерного поля, ω_0 – частота генерации, ΔG – усиление в активной среде, α – фактор уширения линии, τ – время задержки во внешнем плече резонатора (с учетом волоконного канала), k – коэффициент оптической обратной связи, зависящий от доли возвращаемой в волоконный световод мощности после отражения от объекта и геометрических параметров оптической конфигурации.

В качестве источника излучения в рассматриваемой нами методике измерений был использован полупроводниковый лазер с волоконной брэгговской решеткой и волоконный выходным каналом (λ=1,27 мкм, производитель – НПО «Полюс") [4]. Данный тип лазера характеризуется возможностью прецизионной подстройки частоты излучателя за счет управления температурой как непосредственно лазерного диода. так и внешней брэгговской решетки показателя преломления. Основной целью наших исследований

было проведение анализа условий формирования оптического НЧ сигнала, несущего информацию о доплеровском сдвиге, в активной среде полупроводникового лазера с внешним волоконным каналом и определение основных энергетических спектральных параметров, влияющих на чувствительность данного метода диагностики движущихся объектов.

Основным требованием для формирования и последующей эффективной регистрации доплеровской отметки является одночастотный спектр излучения лазерного излучателя, длина временной когерентности должна при этом превосходить удвоенный масштаб внешнего волоконного плеча. Такого рода условие потребовало на первом этапе исследований оптимизации набора параметров излучателя для достижения максимально стабильного одночастотного спектра. Следует также отметить, что данный режим излучателя сопровождается и минимальным уровнем оптического шума в НЧ-области, что можно считать наилучшими условиями выделения слабой доплеровской компоненты.

Рис. 1

В качестве основного элемента в экспериментальной реализации макета для доплеровской диагностики использовался вращающийся диск с шероховатой поверхностью. Частота допплеровского сдвига определялась за счёт контроля скорости вращения диска и углом между направлениями лазерного пучка (осью волокна) и локальной скорости объекта в зоне облучения. Для оценки уровня оптической обратной связи была использована дополнительная конфигурация волоконного делителя, что позволило реализовать экспериментальные измерения слабых оптических сигналов в большом динамическом диапазоне значений возвращаемой мощности. Измерения НЧ спектра излучения проводились с применением акустического анализатора RohdeSwartz FPV с возможной полосой регистрации до 250 КГц. Изменяя расстояние между диском и волокном, можно было проконтролировать уровень обратной связи, в зависимости от него изменялась амплитуда сигнала (рисунок 1). Изменение частоты вращения диска предсказуемо приводило к смещению доплеровской отметки по шкале частот (рисунок 2).

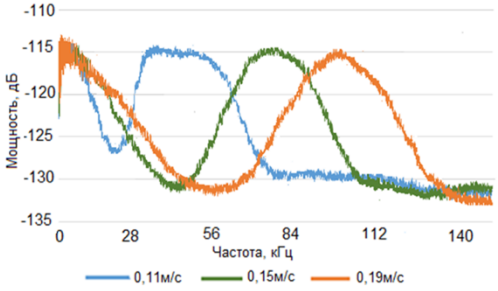


Рис. 2

В процессе исследования было отмечено, что характер эффектов качественно отличался для сильного и слабого уровней обратной связи. Начиная с уровней коэффициента обратной оптической связи, близких по значению к $3 \cdot 10^{-6}$, в картине НЧ-спектра

проявляются дополнительные гармоники доплеровской частоты (рисунок 3). В целом результаты измерений показали, что наблюдался доплеровский сдвиг в НЧ спектре, значительно превышающий шум лазера и достигавший значений порядка 15-16 дБ над собственным шумом излучателя.

Для проверки соответствия наблюдаемых характеристик и математической модели было произведено численное моделирование на основе системы уравнений Кобаяши-Ланга [3], с учётом характерных значений параметров. Расчеты динамики лазера проводились методом Рунге-Кутты с применением языка программирования Python и дальнейшим преобразованием Фурье (FFT). Проведенные расчеты показали хорошее качественное соответствие характерного вида НЧ-спектра излучения лазера наблюдаемым экспериментальным распределениям для соответствующих уровней обратной связи. Следует отметить, что полноценный количественный сравнительный анализ расчетных характеристик и экспериментальных НЧ-спектров в рамках указанной модели не представляется возможным, так как это потребует введения в расчетную модель многочисленных шумовых источников лазерного излучателя, что в рамках нашего эксперимента сделать невозможно.

Отметим также, что полученная оценка диапазона значений коэффициента обратной связи, приводящих к появлению доплеровских отметок в НЧ-спектре говорит о том, что использование в подобной схеме стандартного одночастотного полупроводникового лазера без дополнительных элементов селекции было бы малоэффективным, поскольку наблюдаемый уровень оптической инжекции от внешнего элемента мог бы привести к нарушению одночастотного режима излучателя, что сделало бы измерение доплеровского сигнала невозможным (резкое возрастание шумов излучения). В использованном нами излучателе функцию «стабилизатора» одночастотного спектра выполняла встроенная в волоконный выходной световод брэгговская решетка с оптимальными характеристиками согласования.

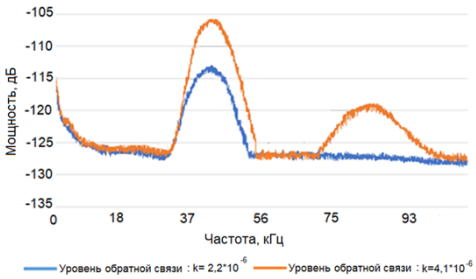


Рис. 3

В качестве второго объекта исследования в аналогичной описанной выше схеме была выбрана жидкофазная среда с потоком мелкомасштабных рассеивателей. По сути, такая конфигурация моделирует систему оптической доплеровской диагностики, используемую в медицине и биологии для контроля кровотока (использованный ансамбль рассеивающих частиц имел характерные размеры в диапазоне от 1 до 10 мкм). Результаты, полученные при обработке доплеровскиго сигнала от такого ансамбля отражающих частиц, приведены на рисунке 4. Полученные графики демонстрируют верхнюю границу по частоте для доплеровского сигнала, связанную с максимальной проекцией скорости частиц в потоке на ось измерения. При этом с учётом хаотического направления движения рассеивателей доплеровский сигнал становится распределенным во всей области возможных частот, и соответствующее распределение имеет непрерывный характер. Тем не менее результаты демонстрируют возможность надёжной регистрации эффекта Доплера в потоке рассеянных частиц с превышением лазерного излучения над шумом на 5-6 дБ.

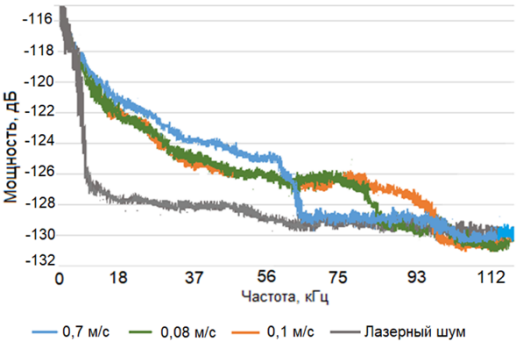


Рис. 4

Таким образом, в работе был проведен анализ формирования доплеровского сигнала в НЧ-спектре лазерного полупроводникового излучателя с внешним волоконным каналом, реализованы две макетные схемы с внешним движущимся отражателем, позволившие осуществить регистрацию доплеровского сигнала как для сосредоточенной модели, так и для жидкофазных потоков в диапазоне частот до 100 кГц, и зафиксированы количественные оценки коэффициента оптической обратной связи, определяющие чувствительность предложенного метода регистрации.

Работа выполнена при поддержке национального проекта «Наука и университеты» (проект FSWR-2024-0004) за счёт субсидии федерального бюджета на финансовое обеспечение государственного задания на выполнение научно-исследовательских работ.

[1] Батраков А.С., Бутусов М.М., Гречка Г.П. Лазерные измерительные системы. – М.: Радио и связь, 1981, с. 456.
[2] Меледин В.Г. Информационная оптоэлектронная диагностика: наука и инновационные промышленные технологии. – Новосибирск: Академиздат, 2015, с. 142.
[3] Lang R. and Kobayashi K. // IEEE Journal of Quantum Electronics. 1980. Vol. 16, no. 3. P. 347.
[4] Дураев В.П. // Фотоника. 2007. № 3. С. 24.

РАСПОЗНАВАНИЕ СУПЕРПОЗИЦИИ ЗАКРУЧЕННЫХ ПУЧКОВ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА С ПРИМЕНЕНИЕМ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

В.В. Чечеткин[1)], А.В. Семенова[2)], В.Л. Вакс[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Введение

В последнее время большой интерес вызывают закрученные пучки электромагнитных волн или закрученные фотоны (т.е. фотоны, обладающие ненулевой проекцией орбитального углового момента (ОУМ) на направление распространения). Такие пучки являются перспективной технологией в оптической связи и позволяют передавать данные за счет своих уникальных свойств волнового фронта. Исследования показывают, что закрученные пучки позволяют достичь высоких скоростей передачи данных, а также могут использоваться для повышения эффективности и пропускной способности сети передачи данных [1-2].

В работе рассматривается применение сверточной нейронной сети при обработке суперпозиции двух закрученных пучков и оценка эффективности ее работы при наличии аддитивного белого гауссова шума в приемном канале.

Моделирование закрученных пучков

В данной работе для моделирования закрученных пучков используются пучки Лагерра-Гаусса. Распределение поперечной компоненты векторного потенциала магнитного поля в пучках Лагерра-Гаусса в цилиндрических координатах выглядит следующим образом [3]:

$$u_{p,l}(r,\varphi,z) = \sqrt{\frac{2p!}{\pi w^2(z)(p+|l|)!}}\left[\frac{r\sqrt{2}}{w(z)}\right]^{|l|} L_p^{|l|}\left(\frac{2r^2}{w^2(z)}\right)\times$$
$$\times \exp\left[\frac{-r^2}{w^2(z)}\right]\exp\left[\frac{-jkr^2z}{2(z^2+z_R^2)}\right]\times \quad (1)$$
$$\times \exp\left[-j(2p+|l|+1)\tan^{-1}\left(\frac{z}{z_R}\right)\right]\exp(jl\varphi),$$

где $w(z) = w_0[(z^2+z_R^2)/z_R^2]^{1/2}$ – радиус пучка, w_0– минимальная ширина пучка, z_R– длина Рэлея, k– волновое число, p– неотрицательное целое число (радиальный индекс), $l \in \mathbb{Z}$ – топологический заряд, $L_p^{|l|}(x) = \frac{x^{-|l|}e^x}{p!}\frac{d^p}{dx^p}\left(e^{-x}x^{p+|l|}\right)$ – обобщенный полином Лагерра.

Для моделирования суперпозиции используются два закрученных пучка (1) с $p = 0$ и двумя противоположными значениями топологического заряда l. В нашем случае каждая суперпозиция пучков с топологическими зарядами l_1 и l_2 относится к своему классу l ($l = l_1 = -l_2 = 0, 1, 2 \ldots 15$), т.е. всего имеется 16 классов.

Обучение нейронной сети

В случае суперпозиции двух закрученных пучков принимаемый сигнал имеет специфичный профиль интенсивности, которому можно поставить в соответствие уникальный символ (битовую последовательность). Для обработки такого сигнала в приемной системе можно использовать нейронные сети [4]. Модель нейронной сети, которая используется в данной работе, основана на архитектуре LeNet (рисунок 1) [5]. Выходной слой нейронной сети содержит 16 нейронов, каждый из которых соответствует одному из классов.

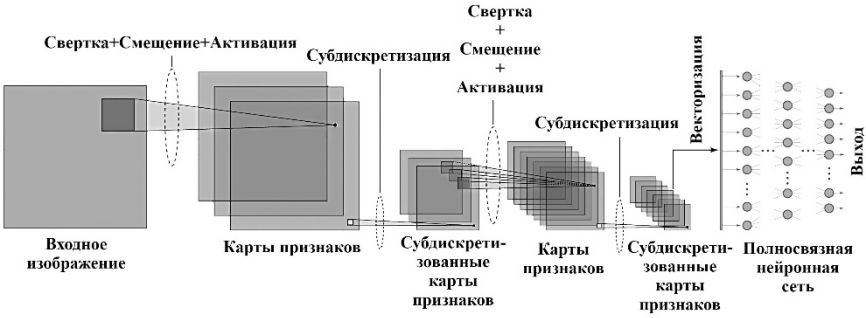


Рис. 1

Для обучения нейронной сети были созданы два больших набора данных: 48000 изображений суперпозиции двух закрученных пучков для обучения и 19200 изображений для проверки эффективности и достоверности модели (тестовые данные) (рисунок 2). К изображениям было применено несколько методов увеличения выборки данных. В частности, в изображения был добавлен аддитивный белый гауссовский шум. Отношение сигнал-шум (ОСШ) варьируется в диапазоне от -15 дБ до 15 дБ. Кроме того, для учета вариаций ориентации и пространственного позиционирования изображения подвергались случайным поворотам и случайным смещениям.

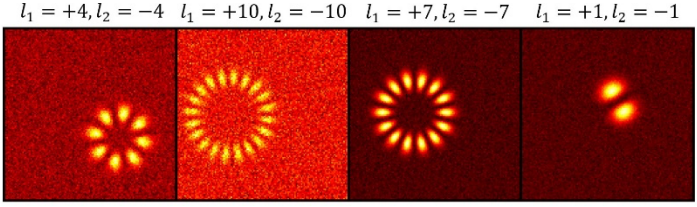


Рис. 2

На рисунке 3 показан процесс обучения нейронной сети. Эффективность нейронной сети характеризуется функцией потерь, которая определяет отклонения предсказаний модели от «истинных» предсказаний. В нашем случае процесс обучения занял порядка 50 эпох.

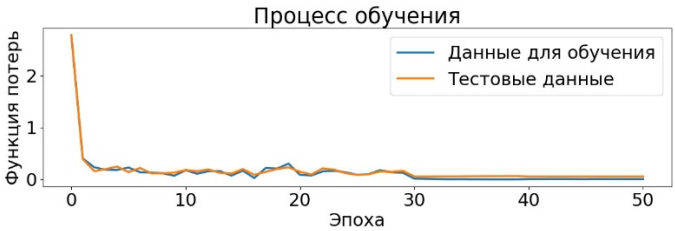


Рис. 3

Значения точности обученной модели высоки как в обучающем наборе данных (рисунок 4), так и в тестовом (рисунок 5), в основном лежат в диапазоне от 96.2% до 99,8 %, что указывает на то, что нейронная сеть в целом работает хорошо.

Можно заметить, что с входными данными, соответствующими более высоким значениям топологического заряда (классы, с более высоким порядковым номером), сеть справляется хуже. Это можно объяснить тем, что при таких значениях топологического заряда труднее распознать более мелкие детали на профиле интенсивности, особенно в условиях шума. Таким образом, хотя теоретически максимальный топологический заряд пучка ничем не ограничен, однако на практике максимальное возможное значение топологического заряда определяется уровнем шумов и требованиями к допустимым ошибкам распознавания конкретной системы.

Рис. 4

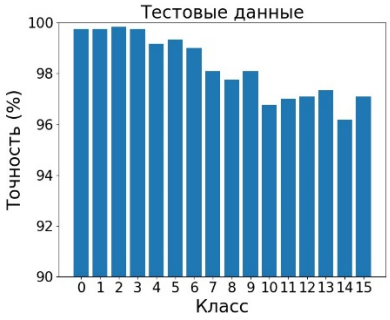


Рис. 5

На рисунке 6 показана эффективность работы сети в зависимости от ОСШ. Значения точности получены при усреднении 1600 реализаций на каждое значение ОСШ, а штриховыми линиями отмечена граница ОСШ, при которой точность сети достигает 90%. Видно, что по мере увеличения ОСШ модель работает точнее. Из графика на рисунке 6 можно сделать вывод, что нейронная сеть способна эффективно работать (её точность выше 90%) при значениях ОСШ выше -13 дБ.

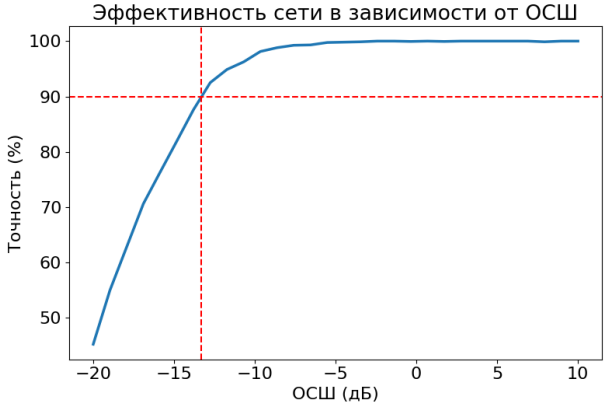


Рис. 6

Заключение

В данной работе было реализовано решение задачи распознавания суперпозиции закрученных пучков при помощи сверточной нейронной сети для их потенциального применения в связи, а также оценена эффективность работы данного метода в условиях шума.

Значения точности предсказаний нейронной сети оказались высоки как в обучающем (до 99,8 %), так и в тестовом (до 96.2%) наборах данных. В частности, при тестировании обученной модели было установлено, что она способна эффективно справляться с задачей распознавания суперпозиции закрученных пучков при значениях ОСШ выше -13 дБ. При таких значениях ОСШ точность распознавания выше 90%.

Полученные результаты могут быть использованы при дальнейшем проектировании систем связи на основе закрученных пучков.

[1] Bozinovic N. et al // Science. 2013. Vol. 340, no. 6140. P. 1545.
[2] Wang J., Yang J.-Y., Fazal M. et al. // Nat. Photonics. 2012. Vol. 6. P. 488.
[3] Yao A.M., Padgett M.J. // Adv. Opt. Photon. 2011. Vol. 3, no. 2. P. 161.
[4] Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., Ursin R., Makil M., Zeilinger A. // Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A. 2016. Vol. 113, no. 48. P. 13648.
[5] Gonzalez R. C., Woods R. E. Digital Image Processing, 4th ed. – New York: Pearson Education, 2018, 1022 p.

ИТТЕРБИЕВЫЙ ЛАЗЕР С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ АКТИВНОЙ СРЕДОЙ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ИЗЛУЧЕНИЯ ВО ВТОРУЮ ГАРМОНИКУ

И.И. Карпов, Е.В. Салтыков, Н.Г. Захаров, М.В. Волков, А.С. Сафронов, В.И. Лазаренко, А.В. Кокоулин, А.В. Савкин, С.А. Карпова

ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

Введение

Источники лазерного излучения в зеленой части спектра получили широкое применение в различных приложениях. Например, адаптивная оптика, обработка кремния, сварка меди, дистанционное зондирование. В частности, источники с энергией импульсов $E_{имп} > 5$ мДж, частотой следования $\nu_{имп} > 5$ кГц и качеством пучка $M^2 < 1{,}5$ необходимы в качестве накачки лазерных систем, применяемых для разделения изотопов Yb в медицинских целях [1].

Волоконные лазеры, ближайшие конкуренты, не способны в силу технологических ограничений генерировать высокую энергию импульса, поэтому в указанных целях необходимо применять твердотельные стержневые лазеры. Одна из основных проблем, ограничивающих выходную среднюю мощность твердотельных стержневых лазеров – влияние тепловых эффектов, препятствующих поддержанию необходимого качества пучка при увеличении выходной мощности. Вращение активной среды позволяет существенно снизить тепловую нагрузку, создаваемую пучком накачки, за счет равномерного распределения тепла по круговой траектории [2].

В данной работе представлены принципиальная оптическая схема и основные экспериментальные результаты исследований генерационных характеристик макета Yb:YAG лазера с оригинальной системой жидкостного охлаждения вращающегося активного элемента (АЭ) в форме монолитного диска и последующим преобразованием излучения во вторую гармонику.

Принципиальная оптическая схема

Принципиальная оптическая схема экспериментального макета представлена на рис. 1.

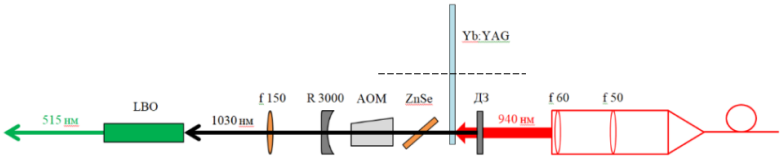


Рис. 1

В качестве оптической накачки использовался диодный модуль с волоконным выводом. Мощность излучения диодного модуля линейно зависит от тока накачки и достигает значения $P_{max} \approx 530$ Вт при допускаемом изготовителем максимальном токе $I_{max} \approx 175$ А. Диодный модуль оснащен жидкостным охлаждением и при температуре воды $T_{диод} \approx 13$ °С длина волны излучения составляет $\lambda_{нак} = 940$ нм с шириной спектральной линии на полувысоте $\Delta\lambda_{нак} \approx 3$ нм при максимальном токе накачки.

Пучок излучения диодного модуля формировался в активном элементе с помощью коллиматора, состоящего из коллимирующей линзы с фокусным расстоянием $f = 50$ мм и фокусирующей линзы с фокусным расстоянием $f = 60$ мм. Излучение накачки фокусировалось в АЭ через дихроичное зеркало (ДЗ) на расстоянии $r_{вр} \sim 30$ мм от оси вращения диска. Диаметр пучка излучения накачки в АЭ составлял $d_{нак} \sim 1{,}3$ мм.

Активный элемент представлял собой керамический диск Yb:YAG диаметром $D_{диск} = 68$ мм, толщиной $l_{диск} = 4{,}7$ мм с концентрацией ионов иттербия $N_{Yb} = 2{,}2$ ат.%, изготовитель «ГЛП Радуга» г. Радужный. На торцы АЭ было нанесено просветляющее покрытие на длины волн накачки и генерации. Вращение АЭ осуществлялось с частотой $v_{аэ} \sim 350$ об/мин.

Резонатор задающего генератора был образован двумя зеркалами. Дихроичное плоское зеркало обладало высоким отражением в спектральном диапазоне генерации и высоким пропусканием на длине волны накачки. Выходное сферическое зеркало (R) с радиусом кривизны рабочей поверхности $R = 3000$ мм имело пропускание $T = 50\%$ на длине волны генерации. Физическая длина резонатора составляла $L_{рез\text{-}р} \approx 700$ мм, что обеспечивало диаметр моды генерации в активном элементе $d_{00} \sim 1{,}3$ мм.

Для реализации импульсно-периодического режима работы в резонаторе размещался акустооптический модулятор (АОМ).

Поляризация задавалась пластиной из ZnSe, расположенной под углом Брюстера в резонаторе.

Система жидкостного охлаждения вращающегося активного элемента

Изображение внешнего вида системы жидкостного охлаждения активной среды в виде монолитного диска представлено на рис. 2. Активный элемент располагался на валу и был зажат с двух сторон металлическими пластинами. Охлаждающая жидкость протекала через гидроконнекторы в полый вал с керамическими сальниками и находилась в прямом контакте с металлическими пластинами. Поток воды в системе охлаждения АЭ ~ 5 л/мин, давление ~ 2,2 бар.

В рабочем режиме при максимальной мощности излучения диодного модуля оптической накачки Yb:YAG лазера температура вращающегося АЭ в форме диска с системой жидкостного охлаждения составила $T_{аэ} \sim 31$°C (см. рис. 3) при температуре воды $T_{вода} \approx 6$°C. Были получены стабильные параметры лазерного излучения более 8 часов непрерывной работы.

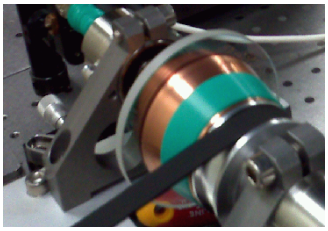


Рис. 2

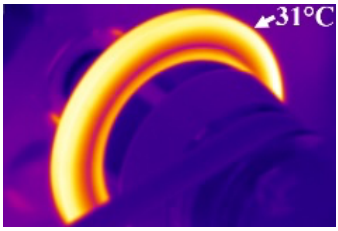


Рис. 3

Экспериментальные результаты генерационных характеристик макета

Средняя мощность генерации Yb:YAG лазера составила $P_{ген} \approx 105$ Вт (см. рис. 4) при средней падающей мощности $P_{нак} \approx 514$ Вт или поглощенной $P_{нак} \approx 329$ Вт диодной накачки в импульсно-периодическом режиме с частотой следования $\nu_{ген} = 10$ кГц на длине волны $\lambda_{ген} = 1030$ нм ($\Delta\lambda_{ген} = 0{,}4$ нм – ширина спектра на полувысоте). Длительность импульса по полувысоте составила $\tau_{имп} \sim 100$ нс (см. рис. 5). Оптический КПД преобразования излучения падающей накачки в излучение генерации составил $\eta_{опт} \sim 20\%$, дифференциальный $\eta_{диф} \sim 36\%$; по поглощенной накачке – $\eta_{опт} \sim 31\%$, дифференциальный $\eta_{диф} \sim 57\%$. Лазерное излучение обладало линейной поляризацией с высоким качеством пучка $M^2 < 1{,}3$. Изображение пятна Yb:YAG лазера в дальней зоне представлено на рис. 6.

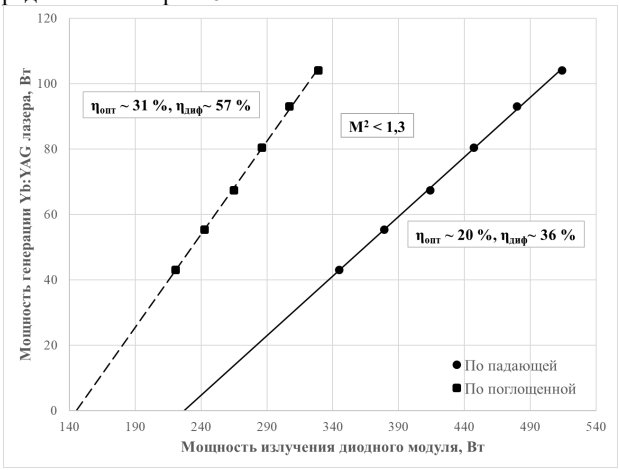


Рис. 4

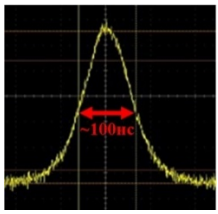


Рис. 5

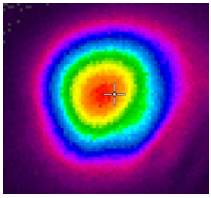


Рис. 6

Излучение Yb:YAG лазера фокусировалось линзой с фокусным расстоянием $f = 250$ мм в нелинейно-оптический кристалл триборат лития LiB_3O_5 (LBO) для преобразования во вторую гармонику. Диаметр пучка накачки, сформированного в кристалле LBO, составлял $d_{\omega} \approx 0{,}3$ мм. Геометрические размеры кристалла LBO 8×8×30 мм^3, на рабочие поверхности которых было нанесено просветляющее покрытие на длину волны накачки и ГВГ, вырезан в направлении $\varphi = 11°$, $\theta = 90°$ для критического синхронизма I типа $\omega(o)+\omega(o) \rightarrow 2\omega(e)$. Температура кристалла LBO поддерживалась на уровне $T_{LBO} = 90 \pm 0{,}1$°C.

Средняя мощность ГВГ составила $P_{2\omega} \approx 55$ Вт при средней мощности накачки $P_{\omega} \approx 105$ Вт (см. рис. 7). Энергия в импульсе составила $E_{2\omega} \approx 5{,}5$ мДж при частоте следования $\nu_{ген} = 10$ кГц. Длительность импульса по полувысоте $\tau_{2\omega} \approx 80$ нс. Эффективность преобразования излучения Yb:YAG лазера во вторую гармонику составил $\eta_{опт} \sim 52\%$, дифференциальный $\eta_{диф} \sim 65\%$.

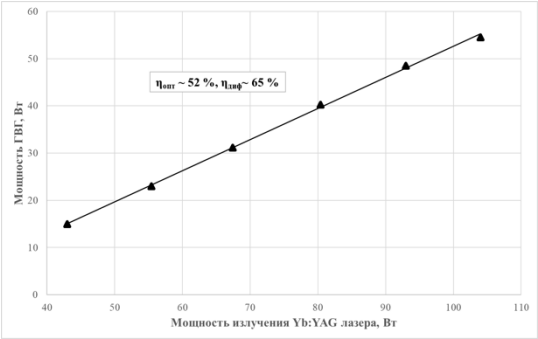


Рис. 7

Заключение

В интересах импортозамещения оптической накачки лазера на красителях в составе установки разделения изотопов Yb в медицинских целях на отечественной компонентной базе был разработан и изготовлен макет твердотельного импульсно-периодического источника лазерного излучения (ЛИ) на длине волны $\lambda_{2\omega} = 515$ нм с энергией импульса $E_{2\omega} \approx 5{,}5$ мДж, частотой следования $\nu_{ген} = 10$ кГц и качеством пучка $M^2 < 1{,}5$.

Результаты работы подтвердили эффективность и перспективность примененных технических решений, таких как использование технологии вращающейся активной среды и оригинальной системы жидкостного охлаждения активного элемента в форме диска. Они позволили существенно снизить тепловую нагрузку в АЭ в форме диска и значительно увеличить выходную мощность источника ЛИ.

Работа выполнена при поддержке национального проекта «Наука и университеты» (проект FSWR-2024-0004) за счет субсидии федерального бюджета на финансовое обеспечение государственного задания на выполнение научно-исследовательских работ.

[1] Hyunmin P., Duck-Hee K., Yongho C., Sungmo N., Tak-Soo K., Jaemin H., Yongjoo R., Do-Young J., Cheol-Jung K. // Journal of the Korean Physical Society. 2006. Vol. 49, no. 1. P. 382.
[2] Basu S. // OPTICS EXPRESS. 2004. Vol. 12, no. 14. P. 3114.
[3] Koechner W. Solid-State Laser Engineering. – New York: Springer Science + Business Media, Inc., 2006, p. 97.
[4] Basu S. // Solid State Lasers XXV: Technology and Devices. 2015. Vol. 9726. P. 972622-1.
[5] Карпов И.И., Салтыков Е.В., Захаров Н.Г., Сафронов А.С., Лазаренко В.И., Кокоулин А.В., Савкин А.В., Карпова С.А., Фарзиева А.А. // Молодежь в науке: сборник тезисов докладов XXII научно-технической конференции. 29 – 31 октября 2024 г. / Ред. О.А. Пичугина. – Саров: Изд-во ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2024. С. 101.

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ ДИФФУЗИОННОГО ЛЕГИРОВАНИЯ НА ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ И ЛАЗЕРНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ Cr:ZnSe

С.В. Курашкин[1, 2], Д.В. Савин[2], О.В. Мартынова[1]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИХВВ РАН

Введение

Диффузионное легирование является одним из основных методов получения поликристаллических лазерных элементов Cr:ZnSe высокого качества. Легирование чаще всего проводят в герметично запаянных кварцевых ампулах, которые вакуумируют до остаточного давления $5{,}5\times10^{-5}$ Па. Отжиг проводят в диапазоне температур 900−1100°C от нескольких часов до двадцати суток и более. Диффузия хрома может быть ускорена за счет увеличения температуры отжига, однако при температурах выше 1050°C селенид цинка начинает испаряться, что приводит к деградации поверхности кристалла. Известно, что атмосфера отжига (инертный газ или пары матричных компонент) существенно влияет на скорость диффузии хро ма, на процессы твердофазной рекристаллизации и примесный состав получаемых образцов поликристаллического Cr:ZnSe [1]. Однако, сравнительного исследования люминесцентных и лазерных свойств активных элементов (АЭ) Cr:ZnSe, полученных при диффузионном отжиге в различных атмосферах (пары цинка или инертная атмосфера аргона), но при одинаковых температурных и временных параметрах процесса, не проводилось.

Целью настоящей работы являлось исследование влияния атмосферы отжига при диффузионном легировании на люминесцентные и лазерные свойства активных элементов Cr:ZnSe.

Диффузионное легирование и характеризация полученных образцов

В качестве источника легирующего компонента для получения активных элементов Cr:ZnSe мы использовали электролитический рафинированный хром марки ЭРХ-1, который наносился на обе рабочие поверхности образца селенида цинка методом электронно-лучевого испарения в вакуумной установке ВУ-1А. Для легирования в парах цинка использовались кварцевые ампулы с емкостью для цинка, отделенной от основной части ампулы узкой перетяжкой. Использование такой конструкции предотвращало попадание матричного компонента на образец в виде расплава в процессе нагревания. Масса навески цинка обеспечивала давление пара около 1 атм. при выбранной температуре отжига. Высокотемпературный отжиг образцов проводился при температуре около 1000°C, а время выдержки составляло 216 часов для всех образцов.

В результате было изготовлено четыре образца: два образца, отожжённые в парах цинка, толщиной 3,43 и 10,35 мм, и два образца, отожжённые в парах аргона, той же толщины. На рис. 1 представлены профили концентрации активных центров в исследуемых образцах, полученные по методике лазерного сканирования [2].

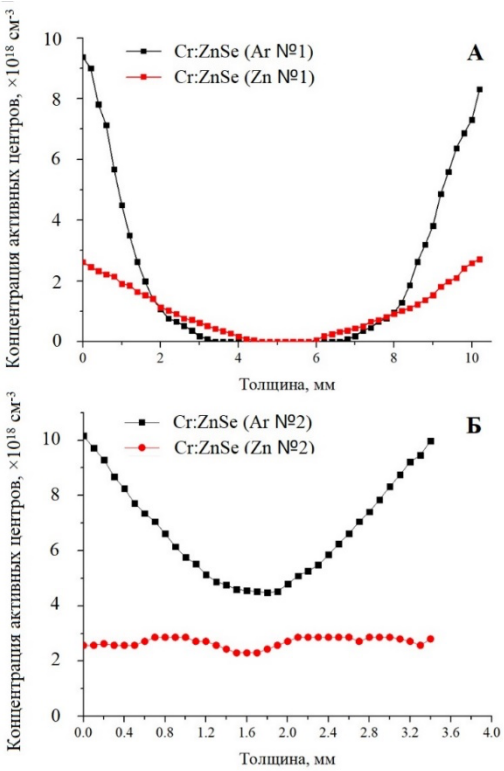


Рис. 1

Как видно из рис. 1, образцы Cr:ZnSe, отожжённые в атмосфере цинка, обладают большей глубиной и равномерностью легирования, по сравнению с образцами отожжёнными в аргоне. Это связано с большей скоростью диффузии ионов Cr^{2+} в селенид цинка при отжиге в парах цинка за счет участия в процессе диффузии межузельных атомов цинка.

Спектрально-люминесцентные и лазерные характеристики АЭ

Нами было проведено исследование генерационных характеристик полученных активных элементов в коротком плоскопараллельном неселективном резонаторе при накачке импульсно-периодическим излучением Tm:YAP лазера с длиной волны 1940 нм. В качестве глухого использовалось молибденовое зеркало, а выходным зеркалом резонатора служила пластинка из монокристаллического кремния.

В пределах экспериментальной погрешности не было выявлено различий в эффективности лазерной генерации и максимальной средней выходной мощности. Однако наблюдались значительные отличия в спектрах генерируемого излучения. На рис. 2

изображены спектры свободной генерации АЭ Cr:ZnSe в неселективном резонаторе при различных уровнях накачки.

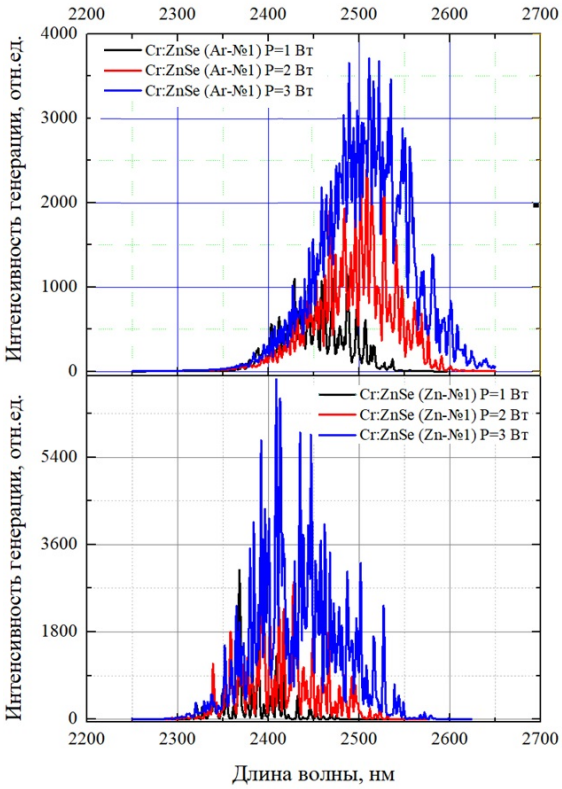


Рис. 2

Из рис. 2 видно, что спектральный максимум генерации для АЭ Cr:ZnSe(Ar) сдвинут в длинноволновую область на 80 – 90 нм, а полная ширина спектров генерации больше соответствующей ширины спектров для АЭ Cr:ZnSe(Zn) почти на 50 нм.

Полученный результат побудил нас к исследованию перестроечных кривых генерации в Г-образном резонаторе с дифракционной решеткой. Выходным зеркалом по-прежнему служила кремниевая пластинка. Излучение лазера накачки подавалось на АЭ через дихроичное сверхширокополосное зеркало (R>98% в диапазоне длин волн 2,25 – 2,9 мкм), а вместо глухого зеркала была использована дифракционная решетка 300 штр./мм с покрытием из золота. На рис. 3 представлены перестроечные кривые генерации для поликристаллов Cr:ZnSe, полученных в результате диффузионного отжига в атмосферах Zn и Ar.

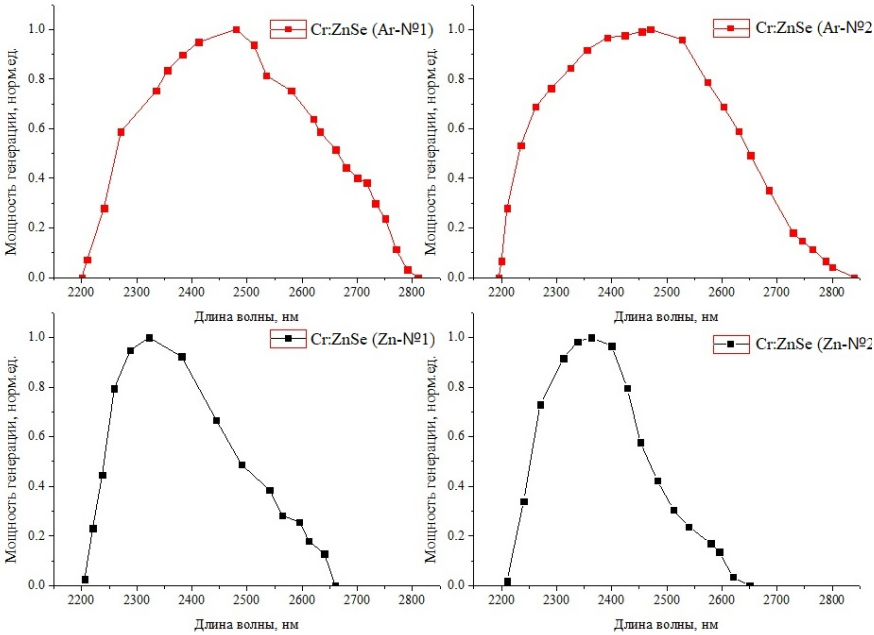


Рис. 3

Как видно из рис. 3, полный диапазон перестройки для АЭ Cr:ZnSe(Ar) значительно превосходит диапазон перестройки для АЭ Cr:ZnSe(Zn). В то время, как коротковолновая граница диапазона спектральной перестройки для обоих типов образцов одинакова и обусловлена ограничениями дихроичного зеркала, длинноволновая граница для отожжённых в аргоне образцов отодвинута почти на 150 нм. Хотя для исчерпывающего объяснения влияния атмосферы отжига на спектральные особенности лазерной генерации должны быть проведены дополнительные исследования дефектно-примесной структуры образцов, можно утверждать, что АЭ Cr:ZnSe, полученные при отжиге в атмосфере аргона, предпочтительны для получения эффективной генерации в более длинноволновом диапазоне.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках госзадания ИХВВ РАН, тема НИР № FFSR-2025-0004.

[1] Родин С.А. Диффузионное легирование CVD-ZnSe ионами Cr^{2+}: диссертация кандидата химических наук: 02.00.04 – М., 2018, 129 с.
[2] Kurashkin S.V., Martynova O.V., Savin D.V., Gavrishchuk E.M., Rodin S.A., Savikin A.P. // Laser Physics Letters. 2018. Vol. 15, no 2. P. 025002.

СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ КВАНТОВЫХ КАСКАДНЫХ ЛАЗЕРОВ INGAAS-INALAS, РАБОТАЮЩИХ В ДИАПАЗОНЕ 4,6 И 8,0 МКМ

И.В. Лапшин, А.В. Маругин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В последние годы в России активно развиваются технологии производства квантовых каскадных лазеров (ККЛ), что связано как с научным интересом, так и с необходимостью обеспечения технологического суверенитета в области критически важных компонентов для спектроскопических, телекоммуникационных и военных систем. Эти лазеры представляют собой новые перспективные источники длинноволнового излучения в среднем ИК-диапазон, где весьма ограничен выбор альтернативных излучателей [1, 2]. На данный момент в РФ существуют только отдельные опытные экземпляры ККЛ, излучающие в среднем ИК-диапазоне (от 4 до 10 мкм), работающие в импульсном режиме при комнатной температуре.

В отличие от межзонных полупроводниковых лазерных излучателей излучение ККЛ формируется при релаксации электронов внутри ямы, а инверсия достигается путем резонансного туннелирования электронов через потенциальные барьеры. В связи с этим квантово-каскадный лазер представляет собой сложную полупроводниковую гетероструктуру, состоящую из периодической сверхрешетки, содержащей до нескольких сотен квантоворазмерных слоев. Данная структура реализуется посредством точного послойного выращивания чередующихся нанометровых слоев полупроводниковых материалов с различной шириной запрещенной зоны. Длина волны ККЛ определяется шириной получающихся квантовых ям. Поэтому толщина выращиваемых слоёв и точность ее воспроизведения в многослойной сверхрешетке является критически важным параметром, отвечающим в первую очередь за монохроматичность излучения.

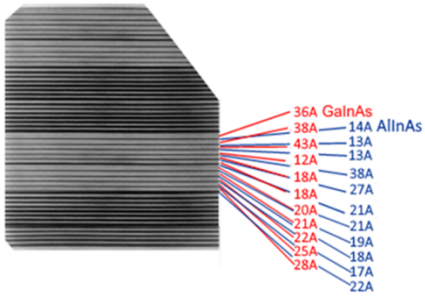


Рис. 2

Целью данной работы было изучение спектрально-энергетических характеристик образцов ККЛ (см. рисунок 1), выращенных в ФТИ им. Иоффе, (С.-Петербург), который является передовым производителем данного типа излучателей в России [3]. В первую очередь акцент в исследовании был сделан на температурных параметрах излучения и их связи с излучательными характеристиками.

Экспериментальные результаты и обсуждение

На предварительном этапе был создан стенд, на котором производились измерения энергетических и спектральных характеристик излучения ККЛ. С устройства управления током накачки подавались импульсы длиной в несколько сотен наносекунд и амплитудой до ~11 А. Затем излучение лазера направлялось на входную щель монохроматора M266 Solar, позволявшего проводить измерения в среднем ИК-диапазоне. На выходе спектрометра регистрировались отдельные компоненты спектра. Полученный сигнал через синхронный детектор попадал на АЦП и обрабатывался далее с использованием разработанной программы в среде LabView.

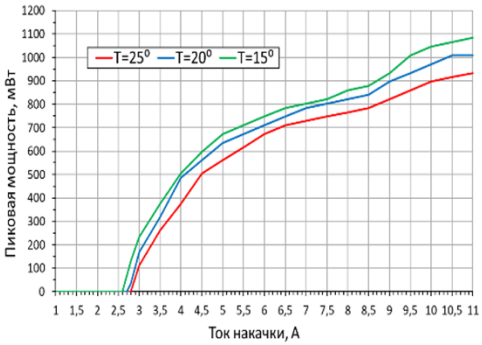


Рис. 2

Были измерены ватт-амперные характеристики образцов (рисунки 2 и 3, соответственно), излучающих в диапазонах 8 мкм и 4,6 мкм при различных температурах подложки. Из представленных зависимостей можно сделать вывод, что температура рабочей области лазера в значительной степени влияет на выходную мощность и пороговый ток.

Зависимость порогового тока можно описать выражением $I(z) = I_0 e^{T/T_0}$. Из результатов эксперимента был рассчитан характеристический параметр T_0. Значения составили ~150 – 155ºК для образцов, работающих в диапазоне 4,6 мкм и ~105ºК для образца, работающего на длине волны 8,0 мкм. У зарубежных аналогов, работающих в соответствующих режимах, значения этого параметра обычно соответствуют значениям 120ºК для 4,6 мкм и ~90ºК для 8 мкм [4]. Следует отметить, что в межзонных полупроводниковых лазерах ближнего ИК-диапазона данный параметр варьируется от 120ºК до 200ºК, в зависимости от качества изготовления. Полученные данные свидетельствуют о достаточно низком уровне оптических потерь в исследованных образцах.

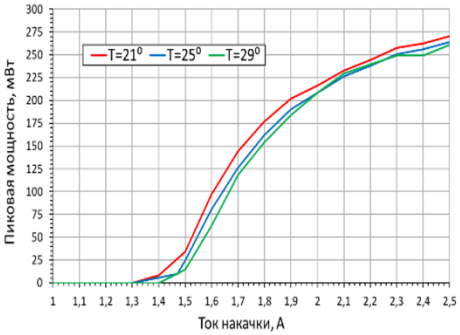


Рис. 3

Результаты исследований образцов выявили взаимосвязь между значением тока накачки и положением максимума в спектре излучения: при увеличении тока накачки наблюдается сдвиг спектра в коротковолновую область. Кроме того, зарегистрирована сложная составная структура спектра, сохраняющаяся во всем диапазоне значений тока накачки. Рисунки 4 и 5 демонстрируют огибающую излучения с учетом свипирования продольных мод в течение импульса накачки.

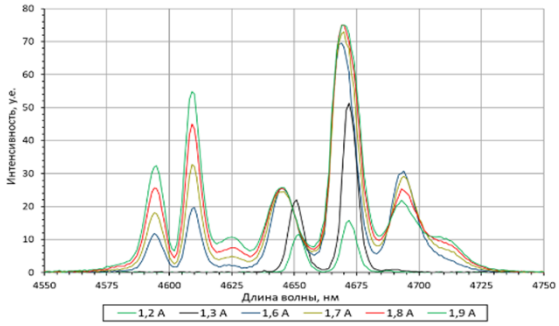


Рис. 4

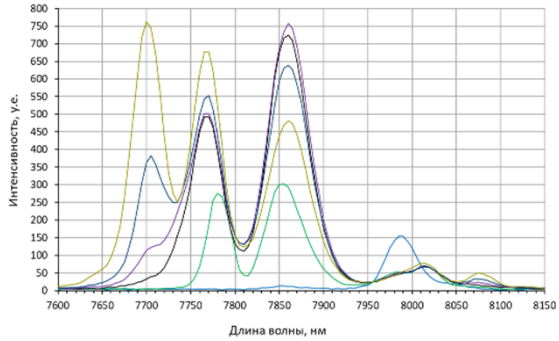


Рис. 5

Особенностью полученных спектров является наличие нескольких локальных максимумов интенсивности с характерным квазипериодическим распределением. Наиболее вероятным объяснением наблюдаемой спектральной картины является предположение о многомодовом характере излучения данных образцов по поперечным индексам, обусловленном различными условия усиления в отдельных каскадах лазерного излучателя. При этом относительная интенсивность отдельных спектральных компонент демонстрирует зависимость от уровня тока накачки, что свидетельствует о конкурентном взаимодействии различных поперечных мод в процессе генерации. Исследованные образцы характеризовались также практически линейной поляризацией излучения вблизи порогового тока. При увеличении тока накачки, наряду с уширением спектра, наблюдается уменьшение степени поляризации, что может ухудшать характеристики чувствительных к данной характеристики систем, например, схемы ПГС и т.п. В целях оценки эффективности практического применения лазерного образца λ=4,6 мкм было проведено модельное формирование закрытого канала транспортировки излучения. В качестве среды транспортировки излучения были использованы три различных типа халькогенидных волоконных световодов As-Se-Te и As-S-Te, прозрачных в среднем ИК диапазоне. Можно отметить, что при согласовании ККЛ с волокном присутствует высокая потеря

мощности, прежде всего – из-за френелевского отражения при вводе (потери примерно 20%), несоответствия числовой апертуры и не идеальности скола внешнего торца световода. Сказывается на эффективности формирования закрытого канала и неоднородность диаграммы направленности, связанная с присутствием различных поперечных мод в излучении ККЛ. Отметим также, что в данном диапазоне длин волн нет эффективных визуализаторов излучения, что создает дополнительные сложности в юстировке и коллимации лазерного пучка.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что резонатор Фабри-Перо, использованный в исследованных структурах, не является эффективным для решения задачи по получению узкого спектра лазера, т.е. требуется дополнительная спектральная селекция продольных и поперечных мод лазерного резонатора. Наиболее оптимальным решением могло бы стать внедрение технологии распределенной обратной связи (DFB) при выращивании кристалла для обеспечения одночастотного режима излучения за счет встроенной брэгговской решетки [5].

Работа выполнена при поддержке национального проекта «Наука и университеты» (проект FSWR-2024-0004) за счёт субсидии федерального бюджета на финансовое обеспечение государственного задания на выполнение научно-исследовательских работ.

[1] Hofstetter D., Faist J. // Applied Physics. 2003. Vol. 89. P. 61.
[2] Андронов А.А., Гордин А.И., Зинченко Д.И. и др. // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2003. Т. 46, № 8-9. С. 742.
[3] Андрюшкин В.В., Новиков И.И., Гладышев А.Г., Бабичев А.В., Соколовский Г.С. и др. // Журнал технической физики. 2023. Т. 93, № 8. С. 1166.
[4] Faist J., Capasso F., Sivco D.L., Hutchinson A.L., Sirtori C., Chu S.N.G., and Cho A.Y. // Applied Physics Letters. 1994. Vol. 65. P. 2901.
[5] Faist J., Gmachi C., Capasso F., Sirtori C., Sivco D.L., Baillargeon J.N., and Cho A.Y. // Appl. Phys. Lett. 1997. Vol. 70. P. 2670.

ОСОБЕННОСТИ УСИЛЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ИМПУЛЬСА В Cr^{2+}:ZnSe

Д.А. Нуждин, О.В. Мартынова, С.В. Курашкин, А.П. Савикин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Вследствие присущих Cr^{2+}:ZnSe сильных тепловых эффектов и относительно низкой лучевой стойкости, масштабирование мощности лазеров 2-3 мкм на данном соединении ограничено. Одно из возможных решений этой проблемы – использование системы «задающий генератор + усилитель мощности», однако для эффективной работы такой системы важно правильно подобрать параметры усилителя под конкретные характеристики задающего лазера. В качестве усилителей, помимо монокристаллов Cr^{2+}:ZnSe, могут быть использованы поликристаллические элементы Cr^{2+}:ZnSe, которые в производстве существенно дешевле первых. Между тем, неравномерное распределение ионов Cr^{2+} в активном элементе, часто встречающееся в поликристаллах Cr^{2+}:ZnSe, может внести заметные искажения в поперечное распределение интенсивности выходного (усиленного) сигнала.

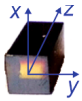


Рис. 1

Целью настоящей работы было теоретическое исследование влияния неравномерного распределения активных ионов в Cr^{2+}:ZnSe-усилителе на коэффициент усиления и поперечный профиль интенсивности усиленного сигнала.

Численная модель однопроходного импульсного Cr^{2+}:ZnSe-усилителя

На основе балансных уравнений для населенностей энергетический уровней и уравнений переноса излучения с учетом реализуемой в Cr^{2+}:ZnSe квазичетырехуровневой схемы накачки была поставлена начально-краевая задача (1) – (8), описывающая взаимодействие излучений на длинах волн $\lambda_\mathrm{p} = 1{,}94$ мкм и $\lambda_\mathrm{s} = 2{,}42$ мкм с усиливающей средой:

$$\frac{\partial n^*(\mathbf{r},t)}{\partial t} = \frac{I_p(\mathbf{r},t)}{h\nu_\mathrm{p}}\left[\sigma_\mathrm{pa} n_0(\mathbf{r},t) - \sigma_\mathrm{pe} n^*(\mathbf{r},t)\right] - \frac{I_\mathrm{s}(\mathbf{r},t)\sigma_\mathrm{se}}{h\nu_\mathrm{s}} n^*(\mathbf{r},t) - \frac{n^*(\mathbf{r},t)}{\tau}, \tag{1}$$

$$\frac{\partial I_\mathrm{p}(\mathbf{r},t)}{\partial z} + \frac{1}{V_\mathrm{p}}\frac{\partial I_\mathrm{p}(\mathbf{r},t)}{\partial t} = I_\mathrm{p}(\mathbf{r},t)\left[-\sigma_\mathrm{pa} n_0(\mathbf{r},t) + \sigma_\mathrm{pe} n^*(\mathbf{r},t) - \chi_\mathrm{p}\right], \tag{2}$$

$$\frac{\partial I_\mathrm{s}(\mathbf{r},t)}{\partial z} + \frac{1}{V_\mathrm{s}}\frac{\partial I_\mathrm{s}(\mathbf{r},t)}{\partial t} = I_\mathrm{s}(\mathbf{r},t)[\sigma_\mathrm{se} n^*(\mathbf{r},t) - \chi_\mathrm{s}], \tag{3}$$

$$n_0(\mathbf{r},t) + n^*(\mathbf{r},t) = N_\mathrm{Cr}(\mathbf{r}), \tag{4}$$

$$I_\mathrm{p}(\mathbf{r},0) = I_\mathrm{s}(\mathbf{r},0) = 0, \tag{5}$$

$$n^*(\mathbf{r},0) = 0, \tag{6}$$

$$I_{\mathrm{p}}(x,y,0,t) = I_{\mathrm{p}}^{(0)} e^{-2(x^2+y^2)/r_{0\mathrm{p}}^2} e^{-40(t-0.5T_{\mathrm{p}})^2/T_{\mathrm{p}}^2}, \quad (7)$$

$$I_{\mathrm{s}}(x,y,0,t) = I_{\mathrm{s}}^{(0)} e^{-2(x^2+y^2)/r_{0\mathrm{s}}^2} e^{-40(t-0.5T_{\mathrm{s}}-\Delta t)^2/T_{\mathrm{s}}^2}, \quad (8)$$

где величины поперечных сечений σ_{pa}, σ_{pe} и σ_{se}, времени жизни верхнего лазерного уровня τ были взяты из работы [1]. Пассивные потери χ_{p} и χ_{s}, связанные с рассеянием излучения на неоднородностях материала, аналогично [2], считались пренебрежимо малыми и не учитывались. Гауссовы импульсы накачки и сигнала на входе усилителя ($z = 0$) имели одинаковые длительности по уровню $1/e^{10}$ $T_{\mathrm{p}} = T_{\mathrm{s}} = 200$ нс (≈ 50 нс по уровню 0,5) и частоты следования $f_{\mathrm{p}} = f_{\mathrm{s}} = 3$ кГц. Временная задержка между импульсами $\Delta t = 0$. Моделирование Cr^{2+}:ZnSe-усилителя длиной $L = 1$ см проводилось для двух значений диаметров лазерных пучков (по уровню $1/e^2$) $d = 2r_{0\mathrm{p}} = 2r_{0\mathrm{s}}$: 0,5 и 1,0 мм; и пяти различных профилей концентрации ионов хрома вдоль поперечной координаты y (рис. 2): a) – однородное легирование (профиль №1); b) – линейное легирование (профиль №2); c) – высокая ступенька (профиль №3); d) – низкая ступенька (профиль №4); e), f) – реальный профиль (профиль №5) На рис. 2 ноль на оси абсцисс совпадает с общим центром пучков накачки и сигнала при $z = 0$. Для корректности сравнения профили задавались таким образом, чтобы средняя по апертуре пучка концентрация ионов Cr^{2+} составляла $\langle N_{\mathrm{Cr}} \rangle = 1 \times 10^{19}$ см$^{-3}$, что является типичным значением для Cr^{2+}:ZnSe [2]. Особый интерес представлял последний профиль, поскольку соответствует реальному поликристаллическому образцу Cr^{2+}:ZnSe размером 6x6x14 мм, который был в нашем распоряжении (рис. 1).

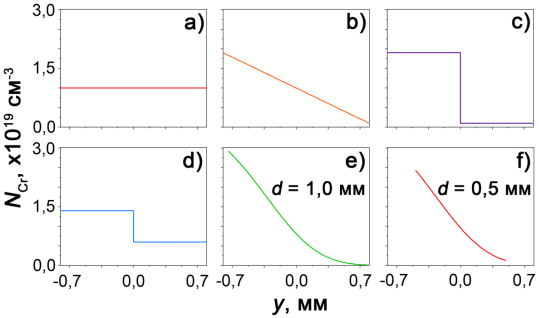


Рис. 2

Результаты моделирования и обсуждение

На рис. 3 представлены зависимости средней мощности сигнальной волны на выходе усилителя от мощности накачки для двух значений мощности на входе: a) $P_{\mathrm{вх}} = 50$ мВт, $d = 1{,}0$ мм; b) $P_{\mathrm{вх}} = 4$ Вт, $d = 1{,}0$ мм; c) $P_{\mathrm{вх}} = 50$ мВт, $d = 0{,}5$ мм; d) $P_{\mathrm{вх}} = 4$ Вт, $d = 0{,}5$ мм. Наилучшие результаты демонстрирует модельный Cr^{2+}:ZnSe-усилитель с равномерным легированием (профиль №1), в то время как наименьшая эффективность наблюдается в усилителе со ступенчатым профилем №3. Из рис. 3 видно, что при мощностях накачки до 5 Вт профиль легирования активной среды не оказывает существенного влияния на мощность усиленного сигнала (без учета профиля №3). В целом, влияние профиля легирования на усилительные свойства Cr^{2+}:ZnSe тем

меньше, чем меньше диаметры лазерных пучков и выше мощность затравочного излучения.

На рис. 4 представлены результаты моделирования влияния профиля концентрации ионов хрома в активном элементе на распределение интенсивности в поперечном сечении сигнального пучка на выходе Cr^{2+}:ZnSe-усилителя для двух значений диаметров лазерных пучков: 0,5 мм (A) и 1,0 мм (B). Здесь введены следующие обозначения: a) – однородное легирование (профиль №1); b) – линейное легирование (профиль №2); c) – высокая ступенька (профиль №3); d) – низкая ступенька (профиль №4); e) – реальный профиль (профиль №5); (I) – модельный пучок; (II) – идеальный гауссов импульс.

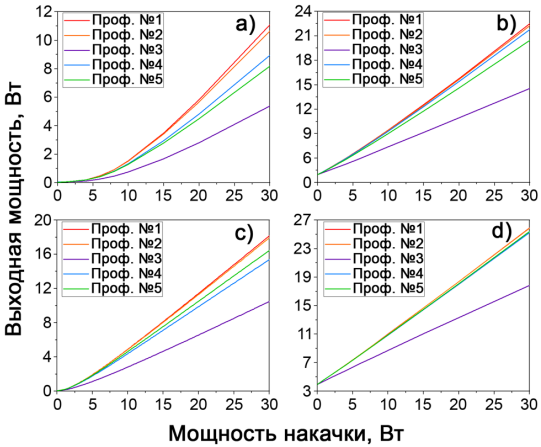


Рис. 3

На графиках интенсивность излучения приведена в нормированных единицах, причем за единицу принята пиковая интенсивность одиночного импульса на выходе усилителя с равномерным легированием активного элемента. На графиках, соответствующих распределениям интенсивности в выходном пучке вдоль поперечной координаты *y* (I), для сравнения показано аналогичное распределение для идеального гауссова импульса (II), имеющего ту же энергию и пиковую интенсивность, что и расчетный выходной импульс после прохождения равномерно легированного усилителя. Длительность идеального гауссова импульса совпадает с длительностью импульсов на входе усилителя. Как и ожидалось, наименьшие искажения формы выходного пучка от гауссовой наблюдаются для однородно легированного Cr^{2+}:ZnSe-усилителя. Активный элемент с линейным профилем легирования незначительно смещает центр лазерного пучка в область с большей концентрацией ионов хрома. После прохождения такого элемента гауссов пучок становится асимметричным, что особенно заметно для пучка диаметром 1,0 мм. Ступенчатые распределения концентрации ионов Cr^{2+} сильно деформируют пучок, и на выходе мы имеем подобие склеенного из «половинок» гауссовых пучков различной мощности распределения. При прохождении гауссова пучка через усилитель с профилем реального поликристалла Cr^{2+}:ZnSe, форма его на выходе искажается, пик интенсивности смещается в область с большей концентрацией активных центров. Как и в предыдущем случае, искажения становятся менее заметными с уменьшением диаметра лазерных пучков.

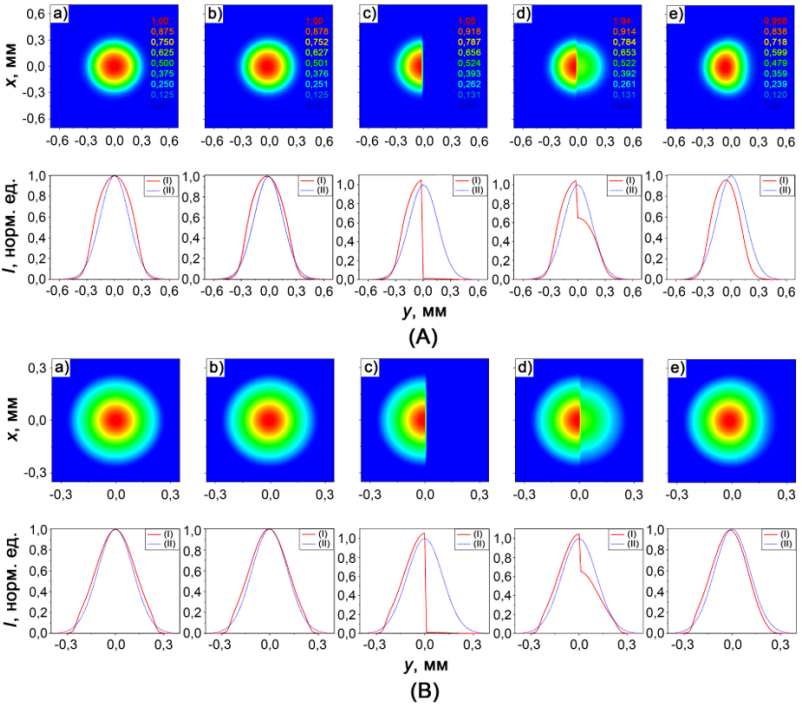


Рис. 4

Заключение

Таким образом, наилучшими характеристиками в качестве усилителя излучения диапазона 2-3 мкм обладает однородно легированный монокристалл Cr^{2+}:ZnSe, однако, как показали наши расчеты, неоднородно легированные поликристаллы Cr^{2+}:ZnSe также могут быть использованы в качестве усилителей, заметно уступая монокристаллам лишь при относительно широких лазерных пучках. Следует отметить, что неоднородно легированные кристаллы позволяют выделять области с различной средней концентрацией активных центров, тем самым давая возможность управления процессом масштабирования выходной мощности Cr^{2+}:ZnSe-усилителя.

Работа выполнена при поддержке национального проекта «Наука и университеты» (проект FSWR-2024-0004) за счёт субсидии федерального бюджета на финансовое обеспечение государственного задания на выполнение научно-исследовательских работ.

[6] Mirov S.B., Fedorov V.V., Martyshkin D., Moskalev I.S., Mirov M., Vasilyev S. // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 2015. Vol. 21. P. 1601719.
Berry P.A., Schepler K.L. // Opt. Express. 2010. Vol. 18. P. 15062.

ПРИМЕНЕНИЕ СКАНИРУЮЩЕГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА ДЛЯ ЛАЗЕРНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ CO_2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ CR^{2+}:ZNSE ЛАЗЕРА

Р.С. Петров, О.В. Мартынова, А.П. Савикин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Мониторинг парниковых газов является одной из ключевых задач в борьбе с глобальным изменением климата и охране окружающей среды. Парниковые газы, такие как углекислый газ (CO_2), метан (CH_4), закись азота (N_2O) и фторсодержащие соединения, способствуют задержке теплового излучения Земли и повышению средней температуры атмосферы, что приводит к изменениям климата и другим экологическим проблемам. При этом, углекислый газ имеет линии поглощения вблизи области генерации Cr^{2+}:ZnSe лазера, что позволяет использовать методы лазерной спектроскопии для измерения его концентрации с высокой чувствительностью, точностью и возможностью работать в режиме реального времени.

Данная работа посвящена описанию методики сканирования спектра поглощения углекислого газа при помощи интерферометра Фабри–Перо с использованием Cr^{2+}:ZnSe лазера.

Оптическая схема измерительной установки

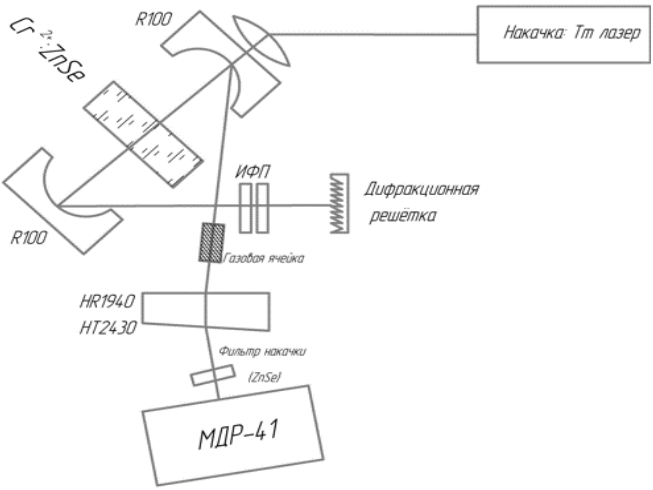


Рис. 1

Данная установка (рис. 1) представляет собой Cr^{2+}:ZnSe (λ=2,43мкм) с накачкой волоконных Tm лазером (λ=1,94мкм). В качестве рабочей среды лазера использовался поликристалл Cr^{2+}:ZnSe, в форме параллелепипеда (3x10x17мм). Для увеличения лучевой стойкости торцов кристалла к излучению накачки и для уменьшения тепловых

искажений внутри кристалла, образец ZnSe был неоднородно легирован так, чтобы максимальная концентрация Cr^{2+} достигалась на центральной оси образца, перпендикулярной к рабочим торцам. Внутрь резонатора ОКГ был помещен интерферометр Фабри-Перо, зеркала которого закреплены на пьезокерамический столбик фирмы Thorlabs модель PK44M3B8P2. Он позволяет изменять базу интерферометра в пределах 16мкм при подаче напряжения до 150В при T=25C. В качестве измерительного устройства был использован решеточный монохроматор МДР-41, оснащенный системой автоматизации измерений.

Описание методики сканирования спектра

Используя молекулярную спектроскопическую базу данных HITRAN, были получены линии поглощения углекислого газа в пределах от 2678 до 2688нм (рис. 2). В более широком диапазоне длин волн можно увидеть p и r ветви колебательно-вращательных переходов в спектре поглощения. Центр p–ветви приходится на 2700мкм, а r–ветви на 2685нм.

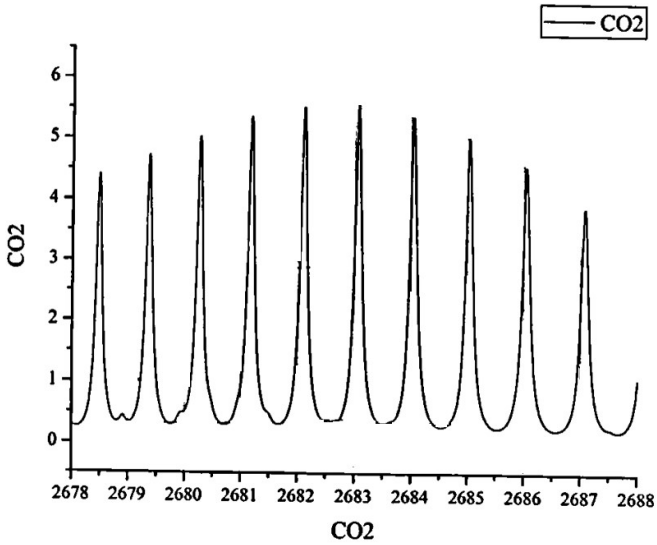


Рис. 2

По полученным данным из рис. 2 видно, что линии поглощения в данном диапазоне имеют периодическую структуру. Спектральные максимумы пропускания находятся на одинаковом расстоянии друг от друга $\Delta\lambda$=1нм.

Создание лазера с узкой перестраиваемой спектральной линией является технически сложно реализуемой задачей, однако можно создать оптический квантовый генератор с селективным элементом (интерферометром Фабри–Перо) в резонаторе, что обеспечит несколько узких эквидистантных линий в спектре. Число этих линий можно

варьировать при помощи дифракционной решетки, выделяя необходимую спектральную области.

Для получения подобной интерференционной картины для Cr^{2+}:ZnSe лазера, в резонатор необходимо поместить интерферометр с R(λ=2430нм)=80%, n=1.45 и базой d=2.04мм исходя из формулы $\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2nd}$. Первичная настройка может осуществляться вручную, а дальнейшая с использованием пьезокерамики.

После получения подобного спектра генерации Cr^{2+}:ZnSe с селективным резонатором необходимо установить ячейку, заполненную углекислым газом согласно экспериментальной схеме. В таком случае, ожидается получить максимальную величину поглощения излучения углекислым газом.

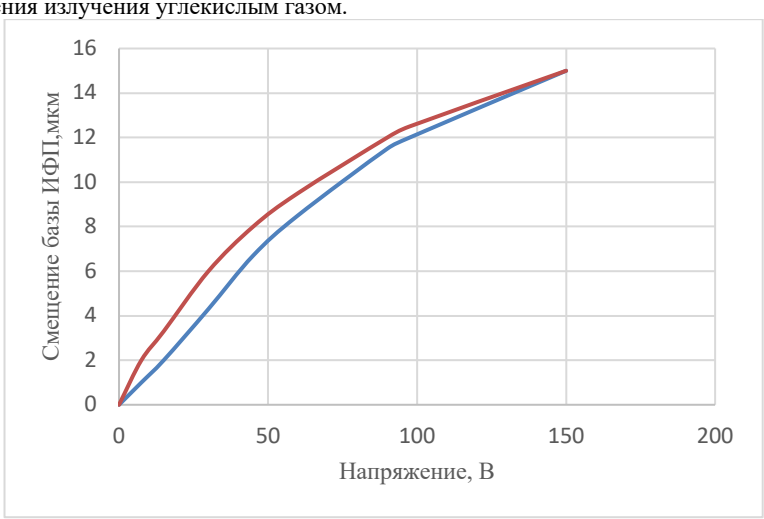


Рис. 3

При изменении величины напряжения на пьезокерамическом столбике (согласно перестроечной кривой на рис. 3) можно осуществлять перестройку длины волны, таким образом можно подобрать такое напряжение, при которым спектр будет смещаться от n-го максимума в спектре к (n+1)-му. При этом следует отметить, что в данной зависимости присутствует гистерезис, который необходимо учитывать при юстировке данной оптической системы. Важно, что в таком случае из-за сканирования не одной линией, а пачкой линий, увеличивается отношение сигнал-шум, что в разы увеличивает точность измерения концентрации CO_2.

Экспериментально была осуществлена перестройка спектра генерации, опытные результаты представлены на рис. 4. В данном эксперименте дифракционная решетка не использовалась, из-за этого спектр находится в более коротковолновой области. Спектральные линии изрезаны из-за паразитной интерференции внутри данной оптической системы, что требует дополнительных исследований и доработок оптической системы.

Из теории интерференции получим более простую оценочную формулу:

$$m\lambda = 2ndcos\theta,\ \ cos\theta = 1,\ \ m,n = 1$$
$$\Delta U_{\text{теор}} = \frac{\lambda}{2\text{К}} = 15\text{В}\,,\quad \text{где К} = \frac{1}{15}\text{нм/В}. \tag{1}$$

Таким образом напряжением 7,5В удалось осуществить перестройку от n-го максимума к (n+1)-му в спектре генерации Cr^{2+}:ZnSe лазера или же перестроиться от одного максимума поглощения к соседнему.

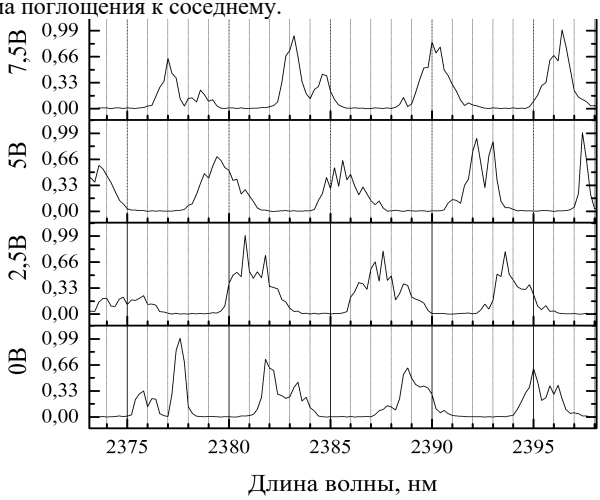


Рис. 4

Заключение и замечания

Можно использовать более сложные методики сканирования. Например, подавать на пьезокерамический элемент синусоидальный сигнал или пилообразное напряжение. В таком случае ожидается получить промодулированный сигнал с частотой подаваемого напряжения и уже из него вычислять концентрацию углекислого газа.

Таким образом, описанный выше метод планируется использоваться для создания лазера, как инструмента для высокоточного и чувствительного метода измерения концентрации углекислого газа. Данную систему в дальнейшем можно использовать на дронах или самолетах для экологического мониторинга территорий, а также в химии и медицине.

[1] Демтрёдер В. Современная лазерная спектроскопия. – Долгопрудный: Интеллект, 2014, 1072 с.
[2] https://hitran.iao.ru/
[3] Анохов С. П., Марусий Т. Я., Соскин М. С. Перестраиваемые лазеры – М.: Радио и связь, 1982, 360 с.

РАСЧЕТ ИНТЕНСИВНОСТЕЙ ПЕРЕХОДОВ МОЛЕКУЛЫ $^{14}N_2{}^{16}O$ С ТОЧНОСТЬЮ БЛИЗКОЙ К ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ НА ОСНОВЕ ПОВЕРХНОСТИ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ЭНЕРГИИ, ПОЛУЧЕННОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВАРИАЦИОННЫХ ПРИНЦИПОВ

М.А. Рогов[1, 2], И.И. Майзус[3], Н.Ф. Зобов[2], О.Л. Полянский[2], Дж. Теннисон [4], Р.И. Овсянников[2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИПФ РАН
[3] Холонский технологический институт
[4] Университетский колледж Лондона

Введение

Молекула закиси азота N_2O занимает 4-ю строчку в базе данных HITRAN [1] тем самым являясь 4-ой по важности молекулой в процессах радиационного переноса в атмосфере Земли. Для изучения взаимодействия излучения с атмосферой необходимо знать высокоточные значения интенсивностей переходов тех веществ в атмосфере Земли с которыми, собственно, мы и рассматриваем это взаимодействие. Первые несколько молекул из этой базы данных были изучены при помощи точных вариационных расчетов, показав тем самым преимущество в использовании первых принципов расчетов ab initio, которые могут точно предсказать интенсивность линий без предварительного знания экспериментальных значений. На сегодняшний день положения линии $^{14}N_2{}^{16}O$ измерены с высокой точностью [2-4], но при этом интенсивности переходов в этой молекуле найдены с погрешностью 3-5%, в то время как современные исследования требуют уже субпроцентных точностей. Для нахождения интенсивностей переходов с высокими точностями необходимо иметь очень точную поверхность потенциальной энергии (Potential energy surface (PES)) молекулы из которой мы получаем высокоточные волновые функции [5].

В нашей работе по оптимизации PES и получении высокоточных интенсивностей переходов в качестве стартовой точки мы будет брать полученную нами PES в Якоби координатах [6] из ab initio PES Шредера, дающую среднеквадратичное отклонение уровней энергии от экспериментальных-0,003 см$^{-1}$. Вычисления мы проводили в программе DVR3D [7].

Описание методики расчетов и результаты

Для расчетов интенсивностей с высокой точностью мы перевели нашу PES в Якоби координатах в координаты Радау с подбором оптимального базисного набора осцилляторов Морзе с параметрами 2,99, 0,3 и 0,01 по координате r_1 и r_2. Мы используем 30, 30 и 100 точек сетки для двух радиальных и угловой координат Радау соответственно, а конечный размер гамильтониана равен 2000.

Среднеквадратичное отклонение уровней энергии от экспериментальных, с полученной нами PES60hJ.R составило 0,007 см$^{-1}$.

Интенсивности, рассчитанные с PES60hJ.R получаются значительно лучше, чем те расчеты, которые мы проводили с PES в Якоби координатах [6] с той же ab initio DMS (поверхность дипольного момента). Результаты сравнения (в %) интенсивностей,

получаемых с PES60hJ.R и ab initio DMS-PES60hJ.R.ai и рассчитанных в NIST-Ames.1 [8], с измеренными с наилучшей на сегодняшний день точностью [9] для полос 0000-5000 и 0000-4200 приведены в табл. 1 (для полосы 0000-4200), табл. 2 (для полосы 0000-5000).

Далее мы решили повысить точность нашей PES60hJ.R в Радау координатах путем подгонки уровней энергии, получаемых с данной поверхностью к экспериментальным, с добавлением к ней полинома (1), коэффициенты которого оптимизировались с помощью специальной программы [10]

$$V = V_{radau} + \sum_{k,m,n=0}^{8} C_{kmn} (r_{NN} - r_{NN}^{e})^{k} (r_{NO} - r_{NO}^{e})^{m} (\theta - \theta_{e})^{n} , \quad (1)$$

где C_{kmn} набор из 60 подобранных с помощью программы коэффициентов, k, m и n целые числа (при этом n может быть только четным), r_{ij}-длина связи между атомами-*i* и *j*, r_{ij}^{e} – длина связи между атомами *i* и *j* в равновесном состоянии молекулы, θ и θ_e=π– мгновенное и равновесное значение угла, V_{radau}-PES60hJ.R, полученная нами в Радау координатах. PES оптимизировалась с теми же параметрами и в тех же точках, которые мы использовали при получении изначальной PES60hJ.R в Радау из Якоби координат. Для подгонки использовалось 266 экспериментальных уровней энергии с *J*= 0,2,5 и для всех этих уровней энергии среднеквадратичное отклонение от рассчитанных с нашей, оптимизированной PES уровней энергии составило 0,004 см$^{-1}$.

Рассчитав с оптимизированной PES названной нами PES60f.R и той же ab initio DMS [6] интенсивности переходов-PES60f.R.ai, мы получили результат значительно лучший по сравнению с расчетами Ames.1 и нашими результатами с неоптимизируемой PES60hJ.R, получив для большинства переходов субпроцентные точности вычислений интенсивностей табл. 1, 2.

Табл. 1

Line	w, cm^{-1}	I, cm/molecule	Ames.l,%	PES60hJ.R.ai, %	PES60f.R.ai, %
P10e	6286,47364	2,46E-24	-2,3	-2,38	0,82
P9e	6287,430421	2,29E-24	-3,1	-2,97	0
P8e	6288,373997	2,18E-24	0	0	3,32
P7e	6289,304378	1,92E-24	-2,6	-2,54	0,52
P6e	6290,221565	1,69E-24	-2,8	-2,87	0
P5e	6291,125559	1,45E-24	-2,4	-2,68	0,69
P4e	6292,016361	1,19E-24	-2	-1,65	0,85
P3e	6292,893972	9,06E-25	-2,2	-2,27	0,89
P2e	6293,758388	6,03E-25	-3,6	-3,67	-0,5
P1e	6294,609609	2,99E-25	-5,3	-5,38	-2,29
R0e	6296,272448	3,07E-25	-3,3	-3,46	-0,32
R1e	6297,084057	6,22E-25	-1,8	-1,74	1,3
R2e	6297,882451	9,23E-25	-2,1	-2,22	0,98
R3e	6298,667624	1,21E-24	-2,7	-2,42	0
R4e	6299,439566	1,50E-24	-2	-1,96	1,35
R5e	6300,198270	1,75E-24	-2,9	-2,78	0
R6e	6300,943725	2,03E-24	-1,2	-1,46	2,01
R7e	6301,675921	2,23E-24	-2,4	-2,62	0,45

Табл. 2

Line	w, cm^{-1}	I, cm/molecule	Ames.l,%	PES60hJ.R.ai, %	PES60f.R.ai, %
P7e	6367,162054	8,93E-25	-4,3	-2,09	0,55
P6e	6368,079869	7,78E-25	-5,7	-3,5	-0,79
P5e	6368,984422	6,71E-25	-4,9	-2,66	-0,04
P4e	6369,875696	5,49E-25	-4,9	-2,75	-0,09
P3e	6370,753673	4,11E-25	-6,6	-4,4	-1,89
P2e	6371,618341	2,86E-25	-3,9	-1,75	1,02
P1e	6372,469689	1,43E-25	-4,5	-2,45	0,28
R0e	6374,132400	1,39E-25	-7,7	-5,81	-3,19
R1e	6374,943758	2,94E-25	-2,3	-0,03	2,76
R2e	6375,741786	4,24E-25	-5,3	-3,15	-0,42
R3e	6376,526487	5,59E-25	-5,3	-3,19	-0,43
R4e	6377,297871	6,84E-25	-5,8	-3,55	-0,9
R5e	6378,055947	8,12E-25	-4,8	-2,63	0,14
R6e	6378,800729	9,20E-25	-5,2	-3,03	-0,41
R7e	6379,532233	1,08E-24	-0,1	2,57	4,56
R8e	6380,250481	1,13E-24	-4,1	-2,17	0,45
R9e	6380,955494	1,20E-24	-4,3	-2,28	0,01

Выводы

1) Получены поверхности потенциальной энергии молекулы N_2O с высокой точностью 0,007 cm^{-1} для PES60hJ.R, 0,004 cm^{-1} для PES60f.R
2) Подобран набор, включающий в себя базисный набор осцилляторов Морзе для координат r_1 и r_2 в Радау координатах для точного решения уравнения Шредингера в программе DVR3D.
3) Получены списки линий на основе этих поверхностей большинство из которых близки к экспериментальным данным.
4) На основании сравнения точностей двух поверхностей и получаемых с их использованием интенсивностей при расчетах с одной и той же DMS мы пришли к выводу о сильной зависимости интенсивностей от малых колебаний точности PES.

[1] Gordon I.E. et al // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer. 2022. Vol. 277. P. 107949.
[2] Maki A.G. et al // J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol. 1992. Vol. 97. P. 409.
[3] Morino I. et al // J. Mol. Spectrosc. 1999. Vol. 196. P. 131.
[4] Horneman V.M. et al // J. Mol. Spectrosc. 2007. Vol. 241. P. 45.
[5] Bunker P.R. and Jensen P. Molecular Symmetry and Spectroscopy. NRC Research Press, Ottawa, 1998, 415 p.
[6] Mizus I.I. et al // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer. 2025. Vol. 344. P. 109463.
[7] Tennyson J. et al // Comput. Phys. Commun. 2004. Vol. 163. P. 85.
[8] Huang X. et al // Mol. Phys. 2024. Vol. 122. P. 7.
[9] Adkins E.M. et al // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2021. Vol. 262. P. 107527.
[10] Yurchenko S.N. et al // J. Chem. Phys. 2003. Vol. 290. P. 59.

УПРАВЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫМИ И СПЕКТРАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ИМПУЛЬСОВ В ТВЕРДОТЕЛЬНОМ РЕГЕНЕРАТИВНОМ УСИЛИТЕЛЕ

И.А. Самсонов[1, 2], И.Б. Мухин[2], С.В. Луконькин[2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИПФ РАН

Введение

Одним из актуальных направлений развития твердотельных лазеров является разработка лазерных усилителей, в частности регенеративных. Работа такого усилителя основана на многократном прохождении импульса через усиливающую среду, помещенную в резонатор, отпираемый и запираемый с помощью оптического ключа, например, электрооптического затвора.

Важным фактором при формировании и усилении лазерных импульсов накачки является используемая для этого лазерная среда. В лазерах с экстремально высокой пиковой мощностью особое значение имеет кристалл Nd:YLF, т. к. центральная длина волны его усиления близка к максимуму спектра усиления в неодимовом фосфатном стекле. Поэтому этот материал часто используется в предварительных усилителях высокоэнергетических лазеров на неодимовом стекле, включая лазеры накачки параметрических усилителей петаваттного уровня пиковой мощности. Для использования Nd:YLF-лазеров в качестве накачки параметрических усилителей импульсы накачки должны быть синхронизованы с фемтосекундным излучением с точностью в единицы или десятки пикосекунд, и самым лучшим способом является оптическая синхронизация. Для этого часть излучения фемтосекундного генератора необходимо преобразовать в нужный спектральный диапазон в области 1053,5 нм и далее растянуть до нужной длительности (как правило, доли или единицы наносекунд) спектральными устройствами. Далее такой сигнал может быть усилен в регенеративном или другом Nd:YLF-усилителе. Основной проблемой такого подхода является узкая полоса усиления Nd:YLF (около 0,3 нм), что требует при стретчировании импульсов очень большой дисперсии.

В данной работе представлены результаты разработки регенеративного твердотельного Nd:YLF усилителя, совмещенного со стретчером, узкополосных импульсов с использованием чирпирующей объёмной брэгговской решеткой (CVBG). Похожий подход продемонстрирован при усилении лазерных импульсов в волоконных усилителях [1]. Экспериментально реализовано одновременно регенеративное усиление, возможность управления шириной спектра усиливаемых импульсов и, независимо, возможность управления длительностью усиливаемых импульсов.

Оптическая схема Nd:YLF регенеративного усилителя

Функциональная схема регенеративного усилителя с регулировкой длительности и спектра усиливаемых импульсов представлена на рис. 1 (fs laser – задающий фемтосекундный лазер, FI – изолятор Фарадея, PC – ячейка Поккельса, SM – сферическое зеркало, DM – дихроичное зеркало, LD – диодный лазер). Источником излучения является фемтосекундный иттербиевый волоконный лазер, формирующий стретчированные импульсы длительностью 1 нс с шириной спектра 1 нм с центральной длиной

волны 1053.5 нм (рис. 2). Особенностью регенеративного усилителя является использование в нем чирпирующей объёмной брэгговской решетки (CVBG), установленной так, чтобы отражать усиливаемое излучение под углом ~ 3^0. При этом излучение приобретает не только временной, но и пространственный чирп в плоскости отражения, как в работе [2]. Путем регулировки диаметра диафрагмы (от максимального до диаметра основной моды резонатора) можно селектировать пропускаемый спектр излучения. Путем изменения количества обходов излучения через резонатор можно регулировать итоговую длительность растягиваемого и усиливаемого в регенеративном усилителе импульса с шагом, соответствующим диаметру диафрагмы. Таким образом, при изменении диаметра диафрагмы возможна плавная подстройка длительности импульса. Использование в схеме ячейки Поккельса обеспечивает необходимую селекцию усиливаемых импульсов.

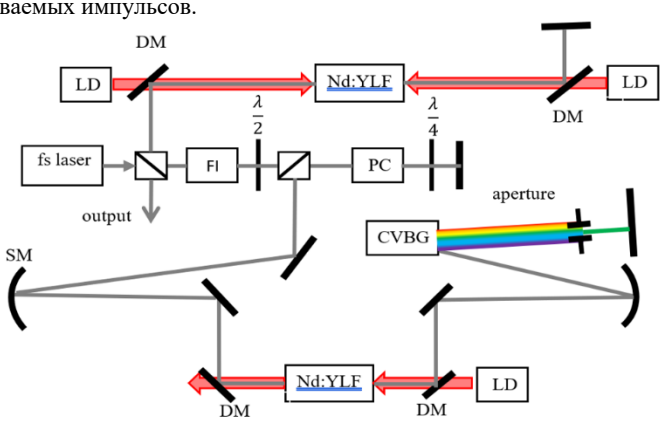


Рис. 1

Результаты измерений и теоретический расчёт

На рис. 2 представлена осциллограмма (слева) и спектр лазерного импульса на входе в регенеративный усилитель и выходе (справа). Длительность импульса составляет 1 нс при ширине спектра 1 нм.

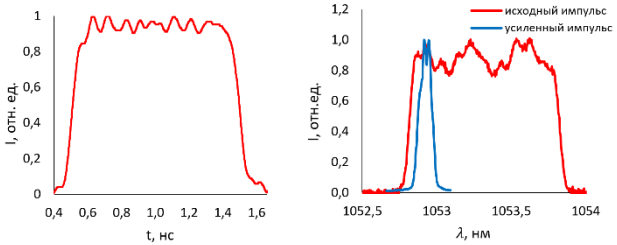


Рис. 2

При максимальном диаметре диафрагмы регенеративного усилителя (когда не осуществляется спектральной селекции) оптимальное по выходной энергии импульсов количество обходов резонатора составило 21 раз. Энергия в импульсе при этом составила 400 мкДж с длительностью импульса 4,8 нс а ширина спектра излучения – 0.3 нм. При уменьшении диаметра диафрагмы ширина спектра усиливаемого излучения уменьшается, соответственно уменьшается и длительность импульса. При минимально допустимом диаметре диафрагмы, близком к диаметру основной моды резонатора (0,75 мм), спектр усиливаемого излучения обузился до 0.1 нм, а длительность импульса уменьшилась до 1.62 нс. Энергия в импульсе составила 300 мкДж и, далее они усилены в двупроходном усилителе до 2.5 мДж, что соответствует усилению исходного сигнала на величину более 10^4. При увеличении количества обходов резонатора длительность импульса последовательно увеличивается из-за увеличения количества обходов через CVBG. При 32-х обходах длительность составила 2.18 нс. На рис. 3 представлены осциллограммы усиленных после двухпроходного усилителя импульсов по мере увеличения количества обходов. Поскольку усиливается стретчированный импульс, его временной профиль во многом определяется спектральным профилем излучения (который, в свою очередь, формируется жесткой диафрагмой) и дифракционными эффектами при усилении в одномодовом регенеративном усилителе.

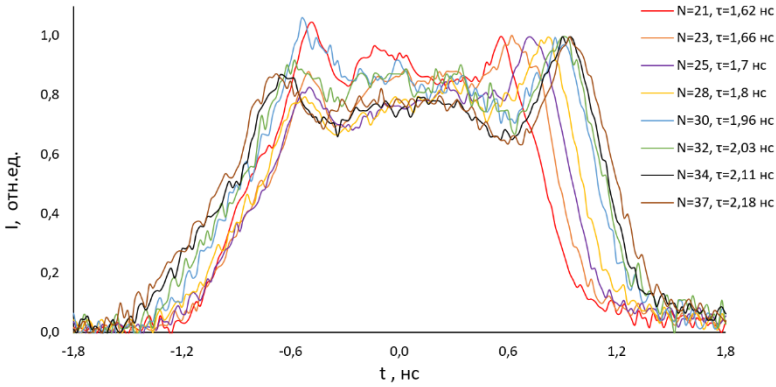


Рис. 3

На основе данных о ширине спектра исходного импульса, его дисперсии и числе обходов через резонатор, а также дисперсии используемой CVBG, можно аналитически рассчитать длительность импульса на выходе из оптической установки (рис. 1):

$$\tau = (D_{pulse} + 2ND_{Bragg}) \cdot \delta\lambda\,, \qquad (1)$$

где D_{pulse} – дисперсия входного импульса, N – количество обходов через резонатор, D_{bragg} – дисперсия брэгговской решетки, $\delta\lambda$ – ширина спектра усиленного импульса, которая может регулироваться диафрагмой, установленной в резонаторе.

На рис. 4 представлена зависимость длительности импульсов (по уровню 1/2) от количества обходов резонатора, а также аналитическая зависимость согласно формуле (1). Экспериментальные данные здесь соответствуют параметрам усиленных лазерных импульсов с осциллограммы на рис. 3. Наблюдается линейная зависимость, а угол наклона определяется величиной дисперсии CVBG (0,35 нс/нм для используемой в эксперименте решетки) и шириной спектра усиливаемого излучения, которая может регулироваться внутрирезонаторной диафрагмой (измерения выполнены для минимальной ширины линии излучения 0.1 нм).

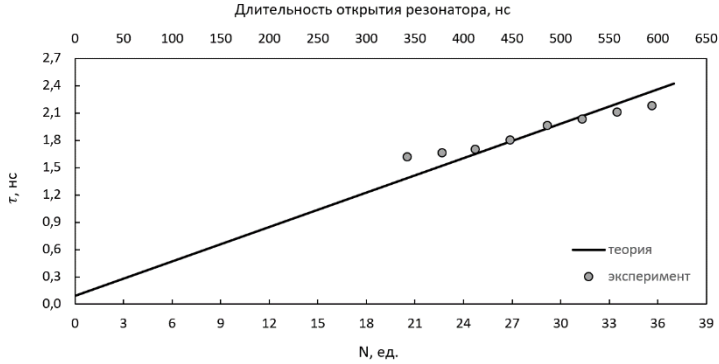


Рис. 4

Заключение

В данной работе предложен способ управления временными импульсов твердотельного Nd:YLF регенеративного усилителя путём добавления в оптическую схему чирпирующей объёмной брэгговской решётки (CVBG). Использование в резонаторе CVBG с отражением под небольшим углом позволяет дополнительно регулировать спектральную полосу усиления регенеративного усилителя. Предложенный способ экспериментально реализован на примере регенеративного Nd:YLF усилителя, что позволило сформировать оптически синхронизированные с фемтосекундным излучением узкополосные (~0.1 нм) импульсы с перестраиваемой длительностью в диапазоне 1.6-2.2 нс. Сформированные импульсы будут использованы в качестве накачки параметрического усилителя лазерной системы PEARL (PEtawatt pARametric Laser).

[1] Zhang C., Wang X., Fan W. et al. // Chin. Opt. Lett. 2013. Vol. 11, no. 7. P. 070606.
[2] Martyanov M., Mukhin I., Kuzmin I., Mironov S. // Opt. Lett. 2022. Vol. 47, no. 3. P. 557.

ВОЛОКОННЫЙ ЭРБИЕВЫЙ ЛАЗЕР ДЛЯ ФРАКЦИОННОГО ОМОЛОЖЕНИЯ

Р. Шахин[1, 2)], А.Н. Морозов[2)], О.Н. Еремейкин[2)], К.В. Шатилова[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ООО "Мелситек"

Введение

В последние годы растет интерес к мощным эрбиевым волоконным лазерам, работающим в диапазоне длин волн 1,5–1,6 мкм, обусловленном применении их в телекоммуникационном диапазоне волоконно-оптических линий связи, безопасностью излучения для глаз и относительно малым рассеянием в атмосфере. Эти преимущества позволяют активно увеличивать их применение в научных, медицинских и промышленных областях [1–4]. По сравнению с твердотельными лазерами, волоконные лазеры обладают рядом существенных преимуществ, таких как компактность, надежность, отсутствие необходимости подстройки в процессе работы, простота изготовления и гибкость настройки импульсного режима, что делает их особенно привлекательными для коммерческого использования, а также экономически эффективным решением для указанных областей применения. В настоящее время основные успехи в разработке эрбиевых волоконных лазеров достигнуты в двух основных направлениях: непрерывные лазеры и импульсные лазеры с длительностью импульса, значительно меньшей, чем время жизни верхнего состояния активного иона Er3+, такие как нано-, пико- и фемтосекундные лазеры [5]. Развиваются также актуальные применения лазеров в биомедицине и косметологии, в том числе фракционное лазерное омоложение, являющееся перспективным направлением в современной лазерной косметологии. Однако для эффективности процедуры лазерного омоложения кожи необходима пиковая мощность около 30 Вт и энергия импульса в диапазоне 6–150 мДж, что приводит к требуемой длительности импульса от 200 мкс до 5 мс [6]. Данная работа посвящена результатам разработки полностью волоконной лазерной системы, на основе активного одномодового оптического волокна легированного ионами эрбия, построенной по схеме MOPA (Master Oscillator Power Amplifier), которая позволяет генерировать микросекундные/субмиллисекундные импульсы с требуемой энергией.

Схема оптического модуля этого лазера

Задающий генератор (рис. 1) построен по классической схеме с линейным резонатором, образованным двумя волоконными брэгговскими решетками (FBG) HR и OC с коэффициентами отражения 99,5% и 7% соответственно и одномодовым активным волокном, легированным ионами Er-Yb, накачиваемым во встречном направлении диодной лазерной линейкой с длиной волны 940 нм. Волоконные брэгговские решетки были изготовлены на стандартном одномодовом волокне SMF-28. После задающего генератора, работающего в непрерывном режиме, для защиты от нежелательных обратных отражений установлен поляризационно-нечувствительный изолятор Фарадея, выполненный на основе волокна SMF-28 с максимально допустимой оптической мощностью 5 Вт. Для формирования последовательности импульсов из непрерывного излучения задающего генератора был использован амплитудный акустооптический модулятор (AOM) с внешним управлением. Далее импульсы усиливались в оптическом усилителе

мощности, построенном на основе одномодового активного волокна с большой диаметром моды (LMA) легированного только ионами Er. Волокно имеет диаметр сердцевины 26 мкм с диаметром модового поля 20 мкм. Для накачки каскада усиления использовались две диодных накачки с длиной волны 981 нм и мощностью по 60 Вт каждая.

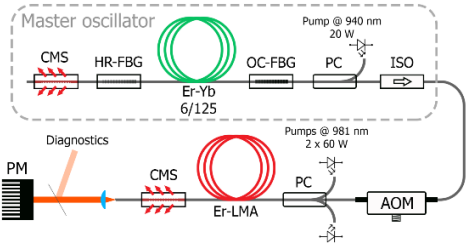


Рис. 1. Схема волоконно-оптического лазера

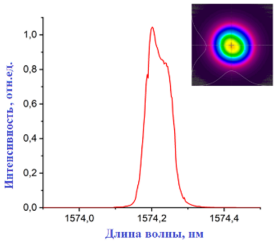


Рис. 2. Спектр и профиль пучка

Результаты и выводы

На (рис. 2) представлен спектр лазерной генерации на выходе лазерной системы, измеренный анализатором спектра ANDO AQ6317. Он имеет центральную длину волны 1574,2 нм с FWHM 0,09 нм. Спектр был стабилен во время всех операций без каких-либо биений или дрейфа длины волны. Максимально полученная средняя мощность составила 33 Вт в непрерывном режиме при КПД около 26%.

[1] Chen J., Zhao X., Yao Z., Chen J., Li T., Li Q., Xie S., Liu J., Zheng Z. // Dual-comb spectroscopy of methane based on a free-running Erbium-doped fiber laser. Opt. Express. 2019. Vol. 27. P. 11406.
[2] Verburg P.C., Römer G.R.B.E., Huis in 't Veld A.J. // Optimization of frequency-doubled Er-doped fiber laser for miniature multiphoton endoscopy. Opt. Express. 2014. Vol. 22. P. 21958.
[3] Huang L., Zhao X., Tang S. // Dual-comb spectroscopy of methane based on a free-running Erbium-doped fiber laser. J. Biomed. Opt. 2018. Vol. 23. P. 1.
[4] Dalponte M., Ene L.T., Gobakken T., Næsset E., Gianelle D. // Predicting Selected Forest Stand Characteristics with Multispectral ALS Data. Remote Sens. 2018. Vol. 10.
[5] Lee K.F., Zhou G., Winful H.G., Jiang J., Fermann M.E. // Megawatt single mode femtosecond erbium fiber laser. Proc.SPIE. 2021. Vol. 11665. P. 6.
[6] Freedman J.R., Greene R.M., Green J.B. // Histologic effects of resurfacing lasers. Facial Plast. Surg. 2014. Vol. 10. P. 40.

Секция «Квантовая радиофизика и лазерная оптика»

Заседание секции проводилось 19 мая 2025 г.
Председатель – А.В. Маругин, секретарь – К.Э. Сумачев.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «ЭЛЕКТРОНИКА»

Председатель – С.В. Оболенский, секретарь – Е.В. Волкова
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВДОЛЬ КАНАЛА МОЩНОГО НЕМТ

А.Д. Анисимова, С.В. Оболенский

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Высокоэлектронноподвижные транзисторы (HEMT) применяются в радиочастотной, космической и военной электронике. При работе таких приборов в условиях высокой плотности тока и напряжения в активной зоне возникает локальный нагрев [1]. Для схемы с частотой 94-98 ГГц и мощностью ≈ 150 мВт основной задачей является определение максимальной температуры в активной области HEMT — в зоне под затвором. Надёжность прибора напрямую зависит от температурного режима канала, однако экспериментально измерить локальную температуру затруднительно, так как нагрев сконцентрирован в узкой области длиной много меньше 0.1 мкм.

Для предварительной оценки максимальной температуры используется аналитическая модель в цилиндрической геометрии [2]. Внутренний радиус зоны тепловыделения не задан конструктивно и определяется по профилю времени релаксации импульса, рассчитанному с использованием численной модели.

Объект и методы моделирования

Объектом моделирования является мощный полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ), реализованный на основе гетероструктуры AlGaAs/InGaAs/GaAs [3]. В канале гетероструктуры формируется двумерный электронный газ (2DEG) в виде тонкого слоя свободных электронов, благодаря которому обеспечивается высокая подвижность и насыщенная скорость носителей.

Из-за малых размеров активной зоны и высокой плотности тока именно в области под затвором формируется максимум поля, что и является источником локального перегрева [4].

В работе был реализован комбинированный подход к моделированию теплового режима в канале транзистора.

Для оценки температуры использовалась аналитическая модель, основанная на решении уравнения теплопроводности в цилиндрической геометрии, то есть рассматривается задача о толстостенной трубе

$$\frac{1}{r}\cdot\frac{d}{dr}\left(r\cdot\frac{dT}{dr}\right)=-\frac{q}{k}, \qquad (1)$$

где r – радиальная координата, T(r) – распределение температуры, q – объёмная плотность тепловыделения (Вт/м³), k – теплопроводность материала (Вт/(м · К)).

Данная модель применима, так как локальный нагрев происходит в центре канала, в области под затвором, а теплоотвод через подложку.

Решение уравнения в стационарной подстановке даёт зависимость температуры от радиальной координаты

$$T(r) = T_{внеш} + \frac{P}{2\pi kh} \cdot ln\left(\frac{r_{внеш}}{r_{вн}}\right), \quad (2)$$

где $T_{внеш}$ – температура внешнего теплоотвода (подложки), P – мощность тепловыделения от одной ячейки, h – толщина активной зоны, $r_{вн}$ – радиус области тепловыделения, $r_{внеш}$ – радиус теплоотвода.

Внутренний радиус критически влияет на результат, но именно он не задан нам конструктивно.

Для его нахождения используется приближенная квазигидродинамическая численная модель [5]. Она основана на решении уравнения баланса энергии

$$\frac{dW}{dt} = qvE(x) - \frac{W - W_0}{T_w(W)} \quad (3)$$

и баланса импульса

$$m(W) \cdot \frac{dv}{dt} = qE(x) - \frac{m(W) \cdot v}{T_p(W)}, \quad (4)$$

где W – полная кинетическая энергия носителя, W_0 – энергия равновесного состояния, $T_w(W)$ – время релаксации энергии, v – скорость носителя, m(W) – эффективная масса, зависящая от энергии, E(x) – электрическое поле, $T_p(W)$ – время релаксации импульса.

Результаты моделирования

Решение численной модели даёт профили электрического поля, потенциальной энергии, но главным результатом является расчёт профиля времени релаксации импульса, представленный на рисунке. Провал времени релаксации импульса указывает на зону интенсивного взаимодействия с оптическими фононами, которая соответствует локальному нагреву в канале.

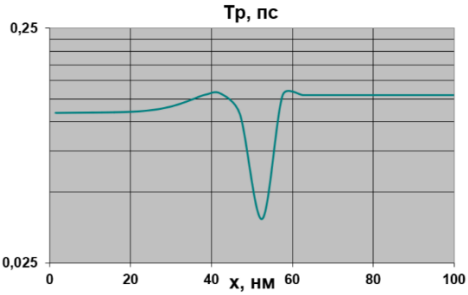


Рис.

Пока что время релаксации импульса не зависит от температуры, поэтому в дальнейшем потребуется итерационный пересчёт. На данном этапе работы все результаты рассматриваются как первое приближение.

Через ширину провала времени релаксации находится внутренний радиус зоны тепловыделения. Результаты для каждого режима работы представлены в таблице. Подстановка полученных результатов в формулу для распределения температуры даст значения максимальной температуры в области под затвором транзистора. При незначительном изменении мощности температура резко возрастает и прибор может выйти из строя. Это подчеркивает необходимость расчёта теплового режима и учета его влияния на параметры транзистора.

Табл.

Режим работы	Напряжение, В	Ток, мА	Внутренний радиус, нм	$\mathbf{T}_{max}$, °C
Штатный режим	3,25	39	10	125
Предельный режим	5.5	40	8,5	197
Аварийный режим	10	80	7	658

Заключение

В рамках данной работы реализован комбинированный подход к моделированию температурного режима в канале HEMT. Для рабочего режима устройства получено, что температура в центре активной области достигает ≈ 125 °C – это подтверждает наличие локального перегрева даже при умеренной мощности.

В отличие от транзисторов с субмикронными затворами длиной 0.5-1 мкм:

- в современных структурах отсутствует взаимный нагрев между секциями – тепловые зоны изолированы;
- температура вдоль канала существенно неоднородна: под затвором она в несколько раз выше, чем у истока и стока;
- появляется необходимость учёта координатного температурного градиента в уравнениях переноса электронов, что усложняет модель.

Имеющиеся на предприятиях России системы САПР не позволяют учитывать такие эффекты. В дальнейшем планируется разработка собственного пакета программ.

[1] Lebedev S., Shulekina E. Thermal analysis of InGaAs-based HEMT using TCAD tools // Physica Status Solidi C. 2021. Vol. 18, no. 1. Article 2100096.
[2] Оболенский В.С., Кутырев С.С. Модели тепловых процессов в полупроводниковых приборах: математическое моделирование и применение в промышленности. — М.: Наука, 2012, 385 с.
[3] Де Лоренце Д., Кондулоре П. Полупроводниковые приборы Шоттки. — М.: Радио и связь, 1986, 320 с.
[4] Шур М.С., Синицин А.В. Мощные полупроводниковые приборы. — М.: Техносфера, 2009, 400 с.
[5] Obolensky S.V., Tarasova E.V. et al. Numerical analysis of thermal degradation in AlGaAs/InGaAs HEMT under radiation exposure // IEEE Transactions on Electron Devices. 2020. Vol. 67, no. 4. P. 1490.

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОФИЛЕЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛА В МОЩНЫХ GAN СВЧ ТРАНЗИСТОРАХ И УСИЛИТЕЛЯХ НА ИХ ОСНОВЕ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

А.А. Дудин[1, 2], Д.С. Асяев[1, 2], А.Г. Кузьмичев[1], И.В. Макарцев[1], А.Д. Недошивина[2], А.С. Пузанов[2], Е.В. Волкова[2], С.В. Оболенский[2]

[1] АО «НПП «Салют»
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Объект исследования

Проведено экспериментальное и теоретическое исследование формирования нестационарных тепловых полей в наноструктурах мощных многосекционных GaN транзисторов в условиях импульсного режима работы в составе интегральных схем усилителей мощности. Важно, что количество и геометрические размеры параллельно включенных секций транзисторов (до 100 шт. и более), которые реализуются для достижения требуемой мощности, определялись исходя не из решения тепловой задачи, а в связи с электродинамическими особенностями деления входного сигнала между секциями транзисторов и суммированием выходного сигнала секций в фазе. Указанное определяло конструкцию мостов Ланге и/или иных электродинамических решений, позволяющих использовать до 10^3-10^4 каналов (секций транзисторов) усиления сигнала в итоговом блоке усилителя мощности (1 кВт и более) [1]. Стремление использовать аналогичные подходы в блоках аппаратуры миллиметрового диапазона длин волн требует минимизации габаритов на всех уровнях устройства от длин затворов транзисторов до размеров итоговых сумматоров в блоке аппаратуры. На рис. 1 показана одна секция СВЧ GaN транзистора. Расстояние между секциями варьируется от 15 до 50 мкм в зависимости от диапазона частот и рассеиваемой мощности. Рис. 2 иллюстрирует макет СВЧ усилителя мощности: а) фотография; б) состав слоев, через которые отводится тепло. Обозначения: 1 – СВЧ GaN микросхема (макет); 2 – медное основание; 3 – термопаста; 4 – медная прокладка; 5 – теплоотвод; 6, 7 – термопары.

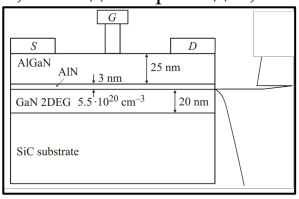


Рис. 1

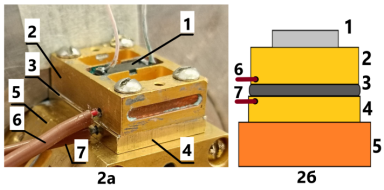


Рис. 2

Проблема

Обычно из-за многосекционной конструкции транзисторов с микронными длинами канала тепловые поля отдельных секций складывались в единое поле транзистора и микросхемы в целом. В последние годы, в связи с прогрессом технологий наноэлектроники – значительным снижением длин затворов транзисторов, градиенты распределения температуры стали на порядки выше. Особенно это важно в случае импульсных режимов работы с короткими импульсами при большой скважности. Уменьшение

размеров областей тепловыделения в каналах транзисторов приводит к тому, что температура спадает в основном внутри одной секции транзистора или внутри микросхемы, где есть обмен теплом между секциями транзисторов и между транзисторами.

Модель

В работе предложена комплексная многоуровневая самосогласованная модель теплопереноса в блоке аппаратуры с учетом транспорта электронов в канале мощных (до 100 Вт) AlGaN/GaN транзисторов. Для решения задачи использован квазигидродинамический подход для расчетов переноса электронов в канале транзисторов (одномерная численная модель), комплекс одномерной и двумерной аналитических моделей распределения тепла транзисторах и микросхемах, метод эквивалентной схемы для решения задачи теплопереноса в конструкции блока аппаратуры. Преимуществом используемого подхода является возможность решения задачи многоуровневой иерархической оптимизации конструкции усилителей с учетом сложных процессов переноса электронов и тепловыделения в канале мощных СВЧ транзисторов.

Сравнение эксперимента и расчета

На рис. 3 показана экспериментальная зависимость разности температур ΔT от времени работы усилителя.

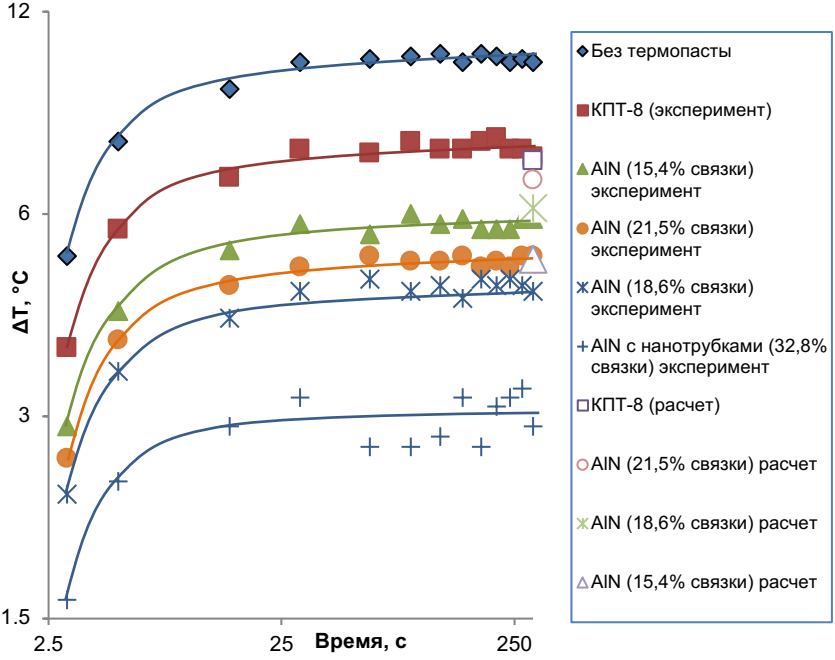


Рис. 3

Наибольшее значение ΔT получено в ходе измерения без нанесения термопасты (в среднем 10,2°C). Опыт с широко распространенной пастой КПТ-8 показал уменьшение ΔT до 7,5°C. Эксперименты с опытными образцами термопаст, в которых наполнителем служит порошок нитрида алюминия, показали следующее. Образец с 18,6% связующего ПМС-400 имеет ΔT в среднем 4,7°C. Дальнейшее снижение массовой доли связующего в составе термопасты должно было привести к уменьшению исследуемой разности температур. Это связано с тем, что с увеличением доли наполнителя в термопасте происходит увеличение количества «тепловых мостов». Однако образец с 15,4% связки показал ΔT в среднем 5,8°C. Полученные результаты можно объяснить тем, что при увеличении массовой доли теплопроводного материала происходит нарастание вязкости термопасты. Это служит препятствием к равномерному распределению наполнителя. При этом, эксперимент показал, что увеличение массовой доли связки до 21,5% привело к увеличению ΔT в среднем до 5,1°C. Таким образом, проведенное исследование продемонстрировало, что массовое содержание 18,6% связующего в термопасте среди опытных образцов является самым эффективным для уменьшения ΔT. Наиболее низкие значения разности температур (в среднем около 3°C) среди всех исследованных термопаст продемонстрировал образец с добавлением одностенных углеродных нанотрубок (УНТ).

Выводы

Предложенный метод моделирования открывает новый путь улучшения параметров транзисторов и микросхем в целом за счет большей степени интеграции секций внутри транзисторов, а транзисторов внутри микросхем. В то же время снижение массы активных областей секций транзисторов (каналов) на порядок и более из-за снижения длины затворов транзисторов с 300-500 мкм до 100 мкм и менее ускорило динамику изменения температуры секций транзисторов, а значит и микросхемы в целом. Это позволяет по-новому взглянуть на конструкцию блока аппаратуры (сумматора мощностей микросхем). Важное место в последнем случае отводится термопастам, которые минимизируют тепловое сопротивление фрагментов сумматоров, т.е. улучшают теплопередачу в теплоотвод [2].

Заключение

При импульсной работе блоков аппаратуры в режиме больших скважностей, например, при регулировке или испытаниях усилителей мощности, динамика теплопередачи в корне меняется – даже фрагменты корпуса микросхем не успевают разогреться до стационарного состояния. Это требует обязательного учета динамики формирования тепловых полей, которая может быть проведена согласно предложенной модели.

[6] Дудин А.А., Асяев Д.С., Кузьмичев А.Г., Иванов А.С., Оболенский С.В. // Труды XXVIII Международного симпозиума «Нанофизика и наноэлектроника» в 2 т. Том 2. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2024. С. 638.

[7] Дудин А.А., Асяев Д.С., Кузьмичев А.Г., Иванов А.С., Оболенский С.В. // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2024. С. 87.

ПРИМЕНЕНИЕ ФЛУКТУАЦИОННОГО АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР ДЛЯ ОЦЕНКИ ДЕГРАДАЦИИ ПОДВИЖНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ ПОСЛЕ НЕЙТРОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

С.Н. Кузнецов, С.Д. Серов, А.С. Пузанов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Качество поверхности оказывает существенное влияние на перенос носителей заряда в квантово-размерных [1] и тонкопленочных объемных [2] полупроводниковых структурах. Нейтронное воздействие существенно меняет микрошероховатость поверхности и границ раздела полупроводниковых слоев [3-6], приводя к дополнительному рассеянию носителей заряда, тем самым снижая их подвижность. Микрошероховатость обладает фрактальной размерностью [7], также как и кластеры радиационных дефектов [8]. Поэтому развитие фрактальных методов оценки параметров микрошероховатости является важной задачей современной радиационной физики полупроводниковых приборов.

Объект и методы исследований

Объектом исследований выступала поверхность GaAs полупроводниковой структуры, ранее описанная в работах [3, 4]. Образец был подвергнут воздействию смешанного гамма-нейтронного излучения. Для исследований микрошероховатости поверхности образца использовали «Микроскоп сканирующий зондовый СММ-2000» [9], изготовитель завод ПРОТОН, г. Зеленоград, свидетельство RU.C.27.004.A № 42785 о внесении в Государственный реестр средств измерений РФ. В качестве зондов применяли сверхострые кантилеверы с радиусом закругления острия 2 нм, что на порядок меньше используемых в работе [10]. Шаг сканирования поверхности составлял 0,92 нм, а размеры исследуемой области – 587×587 нм (638×638 пикселей изображения). Алгоритм расчета фрактальных параметров поверхности детально описан в работе [6].

Результаты и их обсуждение

На первом этапе был проведен анализ функции распределения высоты поверхности образца. Видно, что экспериментальные результаты хорошо описываются нормальным распределением (рис. 1), что указывает то, что случайный процесс, описывающий микрошероховатость поверхности образца, является гауссовым. При этом, как будет показано ниже, значения параметра Херста и показателя масштаба существенно отличаются от $H = 0{,}5$ и $\alpha = 1{,}5$, соответственно, что указывает на наличие корреляции между соседними областями поверхности, то есть случайный процесс не является белым шумом. Это ставит вопрос о виде корреляционной функции исследуемой поверхности и длине корреляции.

На рис. 2 приведена зависимость логарифма флуктуационной функции от логарифма размера сегмента поверхности, выраженного в пикселях изображения, для различных алгоритмов компенсации тренда. Тангенс угла наклона аппроксимированных прямых позволяет получить значения параметра Херста и показателя масштаба

случайного процесса, которые лежат в пределах H = 0,82…0,98 и α = 1,82…1,98. Различие указанных характеристик на единицу показывает, что исследуемый случайный процесс является нестационарным.

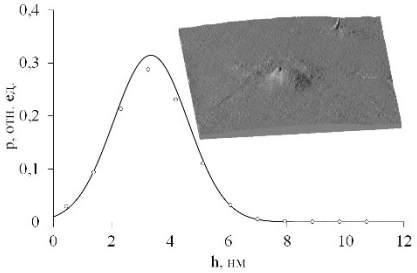


Рис. 1

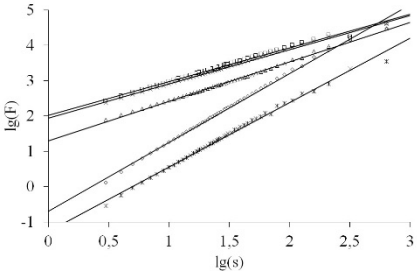


Рис. 2

Значения параметра Херста и показателя масштаба для среднеквадратического отклонения высоты поверхности приблизительно совпадают и лежат в пределах 0,58…0,67 (рис. 3).

Автокорреляционная функция исследуемой поверхности существенно различна в проекциях по осям OX и OY (рис. 4). Традиционно [11], применяются экспоненциальная и гауссовая аппроксимации автокорреляционной функции, корреляционная длина составляет при этом 210,3 нм и 160 нм, соответственно. Из графика видно, что экспоненциальная корреляция лучше описывает экспериментальные данные, что соответствует выводам работы [12]. Знакопеременный вид автокорреляционной функции по оси OX на математическом уровне, по-видимому, обусловлен влиянием функции окна, а на физическом уровне – направлением оси быстрого сканирования атомно-силового микроскопа.

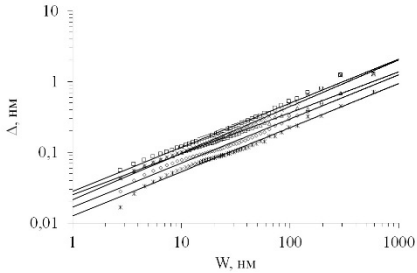


Рис. 3

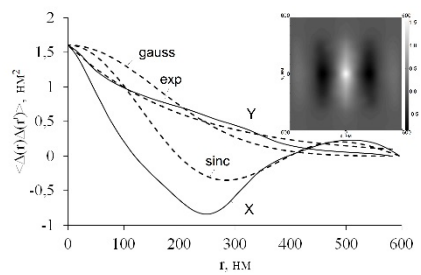


Рис. 4

Рассчитанные различными методами параметр Херста и показатель масштаба кумулятивной функции и среднеквадратического отклонения представлены в табл. В скобках приведен квадрат коэффициента корреляции Пирсона.

Табл.

Метод расчета	Параметр Херста и показатель масштаба	
	кумулятивной функции	среднеквадратического отклонения
Метод Херста	0,957 (R^2 = 0,993)	0,624 (R^2 = 0,993)
Флуктуационный метод на плоскости с компенсацией по осям OX и OY	1,948 (R^2 = 0,996)	0,624 (R^2 = 0,982)
Флуктуационный метод на плоскости с компенсацией по оси OX	1,120 (R^2 = 0,997)	0,579 (R^2 = 0,994)
Флуктуационный метод на плоскости с компенсацией по оси OY	0,971 (R^2 = 0,994)	0,660 (R^2 = 0,989)
Флуктуационный метод компенсации тренда построчный [13, 14]	1,825 (R^2 = 0,995)	0,627 (R^2 = 0,987)
Флуктуационный метод компенсации тренда постолбцовый [13, 14]	1,984 (R^2 = 0,996)	0,666 (R^2 = 0,971)

Результаты проведенных исследований могут найти применение как для прогнозирования постепенной деградации элементов при воздействии низкоинтенсивных проникающих излучений [15], так при анализе их сбое- и отказоустойчивости при воздействии отдельных ядерных частиц [16].

Авторы благодарят Б.А. Логинова за проведение измерений образцов на атомно-силовом микроскопе.

[1] Sakaki H., Noda T., Hirakawa K., Tanaka M., Matsusue T. // Applied Physics Letters. 1987. Vol. 51, no. 23. P. 1934.
[2] Uchida K., Takagi S. // Applied Physics Letters. 2003. Vol. 82, no. 17. P. 2916.
[3] Оболенский С.В., Волкова Е.В., Логинов А.Б., Логинов Б.А., Тарасова Е.А., Пузанов А.С., Королев С.А. // Письма в журнал технической физики. 2021. Т. 47, № 5. С. 38.
Волкова Е.В., Логинов А.Б., Логинов Б.А., Тарасова Е.А., Пузанов А.С., Королев С.А., Семеновых Е.С., Хазанова С.В., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 10. С. 846.

ВЛИЯНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ИОНИЗАЦИОННОГО ПРОЦЕССА В ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЕ НА ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ ЯЧЕЙКИ ПАМЯТИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ И ЛАЗЕРНЫХ ИМПУЛЬСОВ

А.С. Пузанов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Основным направлением развития микро- и наноэлектроники является уменьшение размеров полупроводниковых структур, что приводит к улучшению их характеристик, в частности, снижению энергии переключения элементов цифровых интегральных схем и уменьшению времени пролета рабочей области аналоговых устройств. Это уменьшает энергопотребление и обеспечивает дальнейшее увеличение числа элементов на кристалле цифровых интегральных схем, а также улучшает коэффициент усиления и шумовые характеристики аналоговых устройств на все более высоких частотах. С другой стороны, уменьшение энергии переключения и уменьшение инерционности элементов неизбежно снижает пороговые энергии возникновения локальных радиационных эффектов, приводящим к сбоям и отказам интегральных схем.

Известно, что уменьшение размеров элементов микроэлектроники приводит к увеличению отказоустойчивости и снижению сбоеустойчивости [1], которая носит вероятностный характер. Это обусловливает интерес к исследованию обратимых сбоев в субмикронных полупроводниковых структурах.

В настоящее время доминирующим подходом к анализу сбоев и отказов изделий микро- и наноэлектроники при воздействии заряженных частиц космического пространства и имитирующих их сфокусированных лазерных импульсов является модель критического заряда [2], согласно которой сбой или отказ происходит при накоплении в чувствительном объеме элемента критического заряда, достаточного для переключения или пережигания бистабильной полупроводниковой структуры. Вместе с тем из общефизических представлений ясно, что данное приближение является адиабатическим пределом, а величина критического заряда в общем случае зависит от длительности возбуждающего импульса, что было показано в работе [3]. В указанной работе получено аналитическое выражение для величины критического энерговыделения E_{crit} сфокусированного лазерного импульса

$$E_{crit} = \frac{E_\gamma}{qT}\left(\frac{q_s}{1-exp(-\alpha d_s)} + \frac{2i_l\tau_p}{1-exp(-\alpha d_l)}\right). \quad (1)$$

Здесь q – заряд электрона; τ_p – длительность импульса; E_γ, T и α – параметры, зависящие от длины волны лазера: энергия фотонов, коэффициент прохождения излучения через поверхность и оптический коэффициент поглощения излучения, соответственно; величины q_s и i_l имеют размерность заряда и тока и определяются электрофизическими параметрами элемента; d_s и d_l – толщина оптического поглощения в режиме короткого и длинного импульсов, соответственно.

Основным недостатком выражения (1) является отсутствие, выраженного в явном виде, времени переключения бистабильного элемента τ_0, а также невозможность анализа динамики переключения для произвольной формы возбуждающего импульса.

Математическая модель

Рассмотрим модель бистабильного элемента, образованного двумя связанными комплементарными ключами

$$\begin{cases} \dfrac{du_1}{dt} = \dfrac{F(u_2) - u_1 + \xi_1(t)}{\tau_0} \\ \dfrac{du_2}{dt} = \dfrac{F(u_1) - u_2 + \xi_2(t)}{\tau_0} \end{cases}, \qquad (2)$$

где u_1 и u_2 – напряжения на каждом плече бистабильного элемента, F – переключательная характеристика комплементарного ключа, $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ – переходные импульсы напряжения в результате воздействия атмосферных нейтронов, протонов и тяжелых заряженных частиц космического пространства и имитирующих их сфокусированных лазерных импульсов. Отметим, что представленная модель (2) обладает максимальной общностью и позволяет моделировать как традиционный случай нештатного временного открывания закрытого транзистора ионизационной компонентой [4, 5], так и закрывание открытого транзистора в процессе формирования и последующей рекомбинации кластера радиационных дефектов [6, 7].

Переключательная характеристика комплементарного ключа на полевых транзисторах с затвором типа металл-диэлектрик-полупроводник описывается выражением

$$u_{out} = \begin{cases} E & u_{in} \le u_{th} \\ (u_{in} - u_{th}) + \sqrt{E^2 - 2(u_{in} - u_{th})E} & u_{th} \le u_{in} \le \dfrac{E}{2} \\ (u_{in} - u_{th}) - \sqrt{2(u_{in} - u_{th})E - E^2} & \dfrac{E}{2} \le u_{in} \le E - u_{th} \\ 0 & u_{in} \ge E - u_{th} \end{cases}. \qquad (3)$$

Здесь u_{in} и u_{out} – входное и выходное напряжения комплементарного ключа; E – его напряжение питания; u_{th} – пороговое напряжение, которое предполагается равным для n- и p-канального транзисторов. Кроме того, предполагаются равными величины удельной крутизны n- и p-канального транзисторов.

Анализ фазовой диаграммы [8] системы дифференциальных уравнений (2) с переключательной характеристикой вида (3) показывает наличие седловой точки с координатами (0,5E, 0,5E) и точек устойчивого фокуса с координатами (E, u_{th}) и (0, $E - u_{th}$). Таким образом, представленная система является триггером.

Результаты и их обсуждение

Зададим пороговое напряжение u_{th} = 0 В и напряжение питания триггера E = 1 В, время переключения τ_0 = 80 пс. Внешнее воздействие зададим в виде биэкспоненциального импульса напряжения

$$\xi_1(t) = U_0 \frac{exp(-\alpha t) - exp(-\beta t)}{exp(-\alpha t_0) - exp(-\beta t_0)},$$

$$\xi_2(t) = 0, \qquad (4)$$

$$t_0 = \frac{1}{\beta - \alpha} ln\left(\frac{\beta}{\alpha}\right).$$

Коэффициенты α и β будем подбирать для обеспечения требуемых значений длительностей фронта импульса τ_f и самого импульса τ_p.

Результаты моделирования переключения бистабильного элемента в зависимости от длительности импульса при различных отношениях длительностей фронта импульса к самому импульсу представлены на рис. 1 и рис. 2, пунктирной линией отмечено время переключения. Анализ динамики переключения в зависимости от амплитуды напряжения возбуждающего импульса (рис. 1) показывает, что при длительностях импульса, превосходящих время переключения, факт переключения в основном определяется амплитудой импульса, которая асимптотически стремится к половине питающего напряжения. При малых длительностях импульса существенным оказывается влияние длительности фронта импульса – при меньших длительностях фронта импульса переключение происходит при меньших амплитудах импульса. Заметим, что при помощи ранее предложенной модели (1) полученный результат воспроизвести невозможно, так как в ней отсутствует зависимость от параметров импульса, кроме его длительности.

При длительностях импульса, на порядок меньших времени переключения, реализуется адиабатический режим (рис. 2), в котором справедливо приближение критического заряда. Учитывая, что с уменьшением размеров полупроводниковых структур время переключения уменьшается, то и длительность сфокусированных лазерных импульсов, используемых для имитации одиночных радиационных эффектов, также должна уменьшаться. Это важно для методического обоснования корректности лазерных имитационных методов.

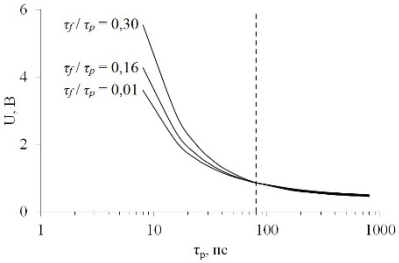


Рис. 1

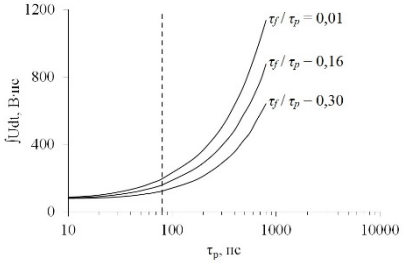


Рис. 2

Заключение

В заключение заметим, что параметры формируемого заряженной частицей импульса напряжения определяются как самой частицей (ее энергией, величиной потерь энергии в полупроводнике, траекторией движения), так и полупроводниковой структурой (ее топологией, временами пролета носителей заряда через рабочую область) с которой заряженная частица взаимодействует. Таким образом, расчет переключения ячеек статической памяти и оценки сбое- и отказоустойчивости изделий микро- и наноэлектроники могут быть разделены на «внешнюю» задачу, рассмотренную в данной работе, и «внутреннюю» задачу формирования напряжений и токов в полупроводниковой структуре [9-11], подвергнутой воздействию атмосферных нейтронов, протонов и тяжелых заряженных частиц космического пространства и имитирующих их сфокусированных лазерных импульсов.

[1] Dodd P.E., Shaneyfelt M.R., Schwank J.R., Felix J.A. // IEEE Transactions on nuclear science. 2010. Vol. NS-57, no. 4. P. 1747.
[2] Dodd P.E., Sexton F.W. // IEEE Transactions on nuclear science. 1995. Vol. NS-42, no. 6. P. 1764.
[3] Douin A., Pouget V., Darracq F., Lewis D., Fouillat P., Perdu P. // 8th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems, 2005, p. C13.
[4] Пузанов А.С., Венедиктов М.М., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2019. Т. 53, № 9. С. 1250.
[5] Забавичев И.Ю., Потехин А.А., Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2019. Т. 53, № 9. С. 1279.
[6] Забавичев И.Ю., Пузанов А.С., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2022. Т. 56, № 7. С. 637.
[7] Забавичев И.Ю., Пузанов А.С., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2023. Т. 57, № 4. С. 270.
[8] Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. – М.: Физматлит, 1959.
[9] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Оболенский С.В. // Письма в журнал технической физики. 2021. Т. 47, № 6. С. 51.
[10] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Потехин А.А., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Козлов В.А., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 9. С. 743.
[11] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Кузнецов С.Н., Потехин А.А., Серов С.Д., Оболенский С.В. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2023. № 3. С. 5.

СПЕКТРОСКОПИЯ НЕЙТРОННОГО ПОТОКА С ПОМОЩЬЮ ЛИНЕЙКИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ВСТРАИВАЕМЫХ В ИНТЕГРАЛЬНУЮ СХЕМУ ФОТОДЕТЕКТОРОВ

М.А. Рогов[1)], С.В. Оболенский[1, 2)], А.В. Маругин[1)], А.С. Пузанов[1, 2)], В.В. Бибикова[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

Введение

Известно, что импульсные источники гамма-нейтронного излучения (исследовательские импульсные ядерные реакторы) находят широкое применение при испытании радиационно-стойкой электроники как космического, так и иного применения [1, 2]. Для обработки результатов измерений необходимо знать спектр гамма и нейтронного излучения (~0.01-10 МэВ и более). Речь идет о спектре излучения, который реализуется внутри СВЧ и/или радиочастотного блока аппаратуры и отличается от исходного спектра испытательной установки, который известен. Изменение спектра излучения внутри блока аппаратуры происходит за счет переизлучения квантов, изменения направления движения нейтронов, их фильтрации корпусом блока, а также другими блоками исследуемой аппаратуры. Указанное особенно важно, если активные области используемых в блоке полупроводниковых диодов и транзисторов имеют размеры~100 нм и менее, т.е. сопоставимы, с размерами кластеров радиационных дефектов (разупорядоченных областей), возникающих при нейтронном облучении. Последнее приведет к сильной чувствительности формы импульса электрического тока, протекающего через диод или транзистор в момент облучения. Кроме того, желательно различать вклад гамма и нейтронной компонент в импульсе тока.

Описание методики расчетов и результаты

Для решения задачи предлагается использовать линейку подобных по конструкции, но различных по размерам активной области фотодетекторов, которые предварительно необходимо откалибровать на импульсном лазерном источнике. Использование указанной калибровки позволит измерить величину ионизационного тока фотодетекторов без влияния на него процессов дефектообразования, которое лазерное излучение практически не производит. Указанное позволит отделить ионизационную компоненту тока, связанную с гамма-облучением, которое в основном создает ионизацию, от процессов, связанных с формированием кластеров радиационных дефектов, которые генерируют нейтроны. Вклад ионизационных процессов определялся по экспериментальной ВАХ в момент и после облучения.

Благодаря использованию линейки фотодетекторов различного размера возможно будет селектировать рождение кластеров радиационных дефектов с размерами от 10 до 1000 нм. Эта информация позволит определять энергии нейтронов по размеру кластеров.

В качестве объекта исследования был выбран набор полевых транзисторов Шоттки с различной длиной затвора [3], а также кольцевых и круговых GaAs диодов Шоттки [4], которые ранее нами использовались для анализа профиля распределения

легирующей примеси и подвижности электронов в активном слое n-GaAs до и после нейтронного облучения на основе анализа вольт-фарадных характе тик (ВФХ) диодов (и транзисторов с большими длинами затворов) рис. 1 (Вольт-фарадные характеристики GaAs структур и их повторяемость при проведении последующих измерений. Цифрами указан номер измерения. На врезке показана зависимость значения минимума функции dC (U) от номера измерения для структур, подвергшихся различному уровню облучения. Максимальное отличие последнего измерения от первого наблюдается для дозы гамма-облучения равной 10^6 рад).

Измерительный стенд [3] позволяет измерять как ВФХ, так и ВАХ диодов и транзисторов. Вид диодов и результаты измерений профилей представлены на рис. 2 (профиль концентрации электронов в GaN/AlGaN структурах № 1−3. На врезках – фотография тестового объекта, состоящего из 9 кольцевых и круговых диодов и профиль концентрации электронов по глубине для GaN структуры № 3. На структуре № 2 измерения проводились с помощью кольцевых диодов 7 и 8 (см. обозначения на врезке), а также кругового диода 2; на структуре № 3 − с помощью кругового диода 2. Координата отсчитывалась от поверхности металлического контакта. Измерения структуры № 1 проводились до облучения нейтронами. Измерения структур № 2 и 3 проводились до (I) и после (II) облучения потоком нейтронов с флюенсом $8 \cdot 10^{14}$ см$^{-2}$).

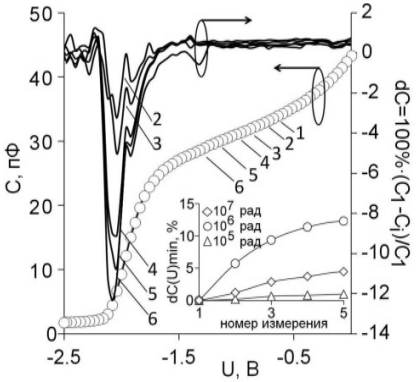


Рис. 1

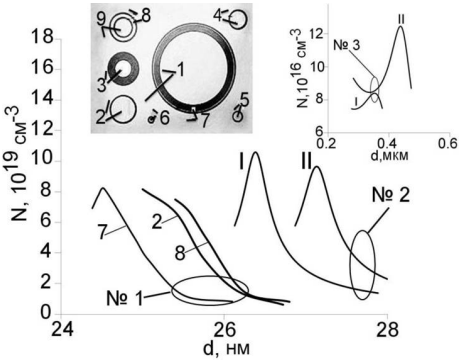


Рис. 2

Для расчета расстояния между кластерами радиационных дефектов и размеров кластеров после нейтронного облучения была использована известная программа TRIM. Исходные данные для расчетов брались на основе известной из литературы информации о спектрах нейтронного реактора ГИР и ядерного взрыва [2]. Результаты расчетов приведены на рис. 3 (Энергетические спектры первичных атомов Ga в GaAs и Si в Si, получивших энергию в результате взаимодействия с нейтронами: спектра ЯВ (GaAs) – 1; спектра ГИР (GaAs) – 2; спектра ЯВ (Si) – 3; спектра ГИР (Si) – 4) и в табл. 1, 2. Для анализа радиационного воздействия на субмикронные полупроводниковые приборы используются квазигидродинамические методы описания движения носителей заряда [1].

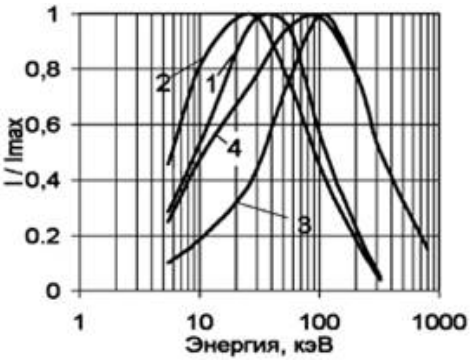


Рис. 3

Табл. 1

Энергия первичного атома, кэВ	Среднее количество субкластеров в каскаде для первичного атома Ga в GaS	Среднее расстояние между субкластерами в каскаде, нм	Средний размер кластера дефектов, нм
25	5	10	23
50	8	14	41
100	12	19	71
200	15	25	105

Табл. 2

Энергия нейтронов, МэВ	Исходный спектр нейтронного излучения нормирован на максимум	Расчетный спектр нейтронного излучения после прохождения эффективного задерживающего слоя
0,2	0,4	0,2
0,5	0,6	0,35
1	1	0,85
2	0,7	0,65
5	0,2	0,19

Выводы

В данной работе создана нестационарная модель воздействия гамма-нейтронного импульса на линейку диодов и транзисторов Шоттки. Проведен расчет концентрации и размеров кластеров дефектов после облучения. Результаты расчета сопоставлены с полученными ранее экспериментальными данными по размерам и форме кластеров дефектов. Предложена методика определения профилей концентрации и подвижности носителей заряда в момент и после импульса гамма-нейтронного излучения на основе измерений ВАХ и ВФХ транзисторов и диодов, предварительно калиброванных на импульсном лазерном источнике.

Предложенная методика позволяет не только получать информацию для конструирования радиационно-стойких полупроводниковых приборов и МИС, но и определять спектр нейтронного излучения внутри СВЧ блока аппаратуры в момент облучения.

[1] Вавилов В.С.,Ухин Н.А. Радиационные эффекты в полупроводниках и полупроводниковых приборах. – Москва: Атомиздат, 1969, 311 с.
[2] Мырова Л.О., Чепиженко А.В. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. – Москва: Радио и связь, 1988, 296 с.
[3] Беляков В.А. и др. // ФТП, 2021. № 10. С. 890.
[4] Е.В. Волкова и др. // ФТП. 2021. № 10. С. 846.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ВЫСОКИХ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ГАРМОНИК В ЧЕРЕНКОВСКИХ ГЕНЕРАТОРАХ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ ПЛАНАРНОЙ ГЕОМЕТРИИ

А.А. Савилова[1, 2], В.Ю. Заславский[1, 2]

[1] ИПФ РАН

[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время генераторы поверхностной волны (ГПВ) являются одними из наиболее перспективных источников мощного (10 – 500 МВт) импульсного излучения. В таких приборах прямолинейно движущийся релятивистский электронный пучок взаимодействует с медленной основной гармоникой волны, распространяющейся в периодической замедляющей системе и представляющую собой поверхностную волну, прижатую к замедляющей системе. К настоящему времени проведено достаточно большое число экспериментальных исследований указанного класса генераторов [1, 2]. В большинстве экспериментальных исследований ГПВ использовалось излучение трубчатых электронных пучков в гофрированных цилиндрических волноводах. В данной работе рассмотрена возможность реализации планарных ГПВ на основе ленточных релятивистских электронных пучков (РЭП). Преимуществом такой конфигурации является возможность использования отрытых в поперечном направлении планарных волноводов.

В то же время, продвижение указанного класса источников в коротковолновые диапазоны неизбежно требует использования существенно сверхразмерных электродинамических систем. И, таким образом, на первый план выступает проблема селекции мод одновременно по двум поперечным координатам для обеспечения режима одномодовой одночастотной генерации с высоким уровнем КПД выходной мощности. Излучение в ГПВ представляет собой моду, экспоненциально прижатую к периодической замедляющей структуре, что решает проблему обеспечения селективности в направлении по нормали к поверхности. Селективность по второй поперечной координате достигается путем выбора параметра Френеля ~ 1, соответственно ширина системы не превышает нескольких длин волн излучения [3].

Другим ограничением при продвижении мощных черенковских генераторов в высокочастотные диапазоны, вплоть до ТГц-диапазона частот, является технологическая сложность изготовления замедляющей структуры с мелкомасштабными элементами. В этой связи перспективным направлением повышения частоты генерации в приборах данного типа является работа на высоких пространственных гармониках, синхронизм с которыми возможен вблизи кратных частот.

Традиционно, в ГПВ электронно-волновое взаимодействие осуществляется с основной гармоникой замедленной волны в так называемой первой зоне Бриллюэна. В то же время, как показывает проведенный анализ, параметры генератора могут быть оптимизированы таким образом, что взаимодействие на основной гармонике в первой зоне Бриллюэна может быть подавлено возбуждением во второй бриллюэновской зоне на примерно вдвое большей частоте. В работе возможность реализации ГПВ, работающего на удвоенной частоте, была исследована при использовании

замедляющих структур с глубокой гофрировкой «треугольной» формы. Анализ дисперсионных характеристик показывает, что в подобных структурах при оптимально подобранной геометрии гофрировки (соотношении периода и глубины) и параметров электронного пучка возможна ситуация, когда синхронизм в первой зоне Бриллюэна реализуется с попутной волной (в режиме ЛБВ), а синхронизм во второй зоне Бриллюэна происходит вблизи 2π-вида (см. рис. 1 а). В этом случае стартовый ток во второй зоне Бриллюэна

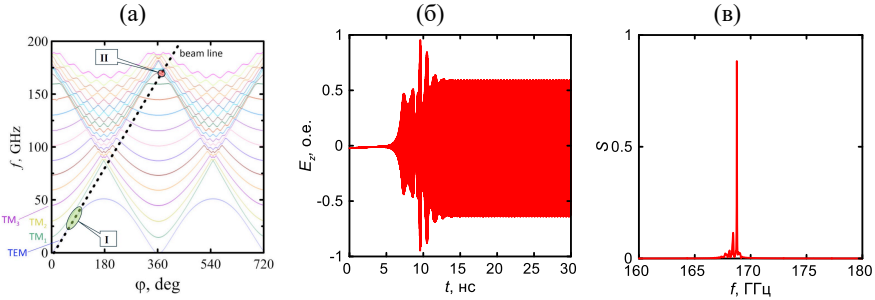


Рис. 1.

оказывается существенно меньше и, согласно проведенному теоретическому анализу, подтвержденному PIC-моделированием, возникает селективное возбуждение генератора вблизи частоты, соответствующей вдвое меньшему периоду гофрировки. Таким образом, достоинством предлагаемой схемы ГПВ является возможность продвижения в высокочастотные диапазоны при использовании замедляющих структур с относительно большим пространственным периодом (как минимум, в два раза большим, чем в случае «канонических» ГПВ, работающих в первой зоне Бриллюэна).

Возможность «удвоения» частоты генерации была исследована с целью разработки проекта планарного черенковского генератора, работающего в G-диапазоне (рабочая частота около 170 ГГц). В результате проведенной численной оптимизации спроектирована замедляющая структура с периодом d = 1.62 мм и глубиной a1 = 1.2 мм.

Дисперсионная диаграмма f в зависимости от κ = hd для разрабатываемого ГПВ, иллюстрирующая характер электронно-волнового взаимодействия в первой (κ ~ π) и второй (κ ~ 2π) зонах Бриллюэна, приведена на рис. 1а. Анализ показывает, что в данном случае в условиях экспериментов, планируемых на ускорителе «СИНУКИ», может быть реализована ситуация, описанная выше, т.е. когда в первой зоне Бриллюэна электронно-волновое взаимодействие имеет место в области ЛБВ, а во второй зоне - вблизи 2π-вида. Результаты PIC-моделирования в данном режиме работы: зависимость E_z компоненты ВЧ-поля от времени и спектр излучения ($f \approx 170$ ГГц, $\kappa \approx 2\pi$) представлены на рис. 1 б и 1 в, и демонстрируют возбуждение рабочей волны на частоте вблизи 170 ГГц (соответствующей взаимодействию вблизи 2π-вида во второй зоне Бриллюэна) при

практически полностью подавленном «паразитном» возбуждении на частоте < 50 ГГц (соответствующей ЛБВ взаимодействию в первой зоне Бриллюэна).

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 23-72-10094).

[1] Vlasov A.N., Shkvarunets A.G., Rodgers J.S et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. 2000. Vol. 28. P. 235.
[2] Bugaev S.P., Cherepenin V.A., Kanavets V.I. et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. 1990.Vol. 18. P. 525.
[3] Palitsin A.V., Rodin Yu.V., Goykhman M.B. et al. // IEEE Electron Device Letters. 2023. Vol. 44, no. 2. P. 317.

РАЗОГРЕВ ЭЛЕКТРОННОГО ГАЗА В КРЕМНИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ УЛЬТРАКОРОТКИХ ЛАЗЕРНЫХ ИМПУЛЬСОВ

С.Д. Серов, С.Н. Кузнецов, А.С. Пузанов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Лазерные имитационные методы широко применяются для оценки параметров одиночных радиационных эффектов, возникающих в дискретных полупроводниковых приборах и элементах интегральных схем, при воздействии атмосферных нейтронов, а также протонов и тяжелых заряженных частиц космического пространства [1]. При этом задача обеспечения адекватности ионизационной реакции изделий микро- и наноэлектроники при воздействии различных источников излучений существенно усложняется с уменьшением размеров элементов по многим причинам, одной из которых является необходимость учета «горячих» носителей заряда, режим переноса которых (квазибаллистический, дрейфовый или диффузионный) существенно определяется радиационными условиями [2]. Поэтому интерес представляет анализ возможности разогрева электронного газа лазерным излучением для повышения корректности сравнения результатов облучательных экспериментов по сбоям и отказам субмикронных структур при радиационном воздействии различной физической природы.

Математическая модель

Обычно, с целью обеспечения однородности поглощения лазерного излучения по ходу лазерного пучка, энергия квантов излучения выбирается соответствующей ширине запрещенной зоны E_g полупроводника. В случае кремния с E_g = 1,12 эВ традиционно используется неодимовый лазер с длиной волны излучения λ = 1,06 мкм, что приводит к генерации электронно-дырочных пар с энергией, близкой к равновесной. Таким образом, для разогрева электронно-дырочной плазмы необходимо либо уменьшать длину волны, либо увеличивать интенсивность лазерного излучения, что приводит к поглощению излучения на неравновесных носителях, Оже-рекомбинации и двухфотонному поглощению.

В работах [3, 4] рассмотрено применение линейки лазеров с различной длиной волны и длительностью сфокусированного импульса излучения для обеспечения разогрева электронно-дырочного газа в диоде Мотта W-диапазона частот (75…110 ГГц) [5] в процессе моделирования переходных ионизационных процессов при воздействии тяжелых заряженных частиц космического пространства. Основным недостатком предложенного подхода является сильная неоднородность поглощения лазерного излучения вдоль оси распространения. Таким образом, более предпочтительным является увеличение интенсивности лазерного излучения при сокращении его длительности для обеспечения заданного энерговыделения в чувствительном объеме полупроводника.

Интенсивность I лазерного пучка в материале с учетом двухфотонного поглощения описывается нелинейным уравнением

$$\frac{dI}{dx} = -\alpha I - \beta I^2, \qquad (1)$$

имеющим частное решение вида [6]

$$I(x) = \frac{I_0 exp(-\alpha x)}{1 + \frac{\beta I_0}{\alpha}\left(1 - exp(-\alpha x)\right)}. \quad (2)$$

Здесь I_0 – интенсивность лазерного пучка на поверхности, α = 14 см$^{-1}$ – коэффициент однофотонного поглощения в кремнии на длине волны 1,06 мкм, $\beta = 3 \cdot 10^{-8}$ см/Вт – коэффициент двухфотонного поглощения в кремнии [7].

Характерная энергия лазерного импульса, достаточная для детектирования одиночных радиационных эффектов в субмикронных кремниевых структурах, составляет порядка 1 нДж, что соответствует линейной передаче энергии 80 МэВ·см^2/мг [8]. Минимальный диаметр фокуса лазерного пучка составляет 2,2 мкм и ограничен дифракционным пределом. Заметим, что получаемая плотность потока энергии светового потока 26 мДж/см^2, существенно ниже порога абляции кремния 0,5…1,0 Дж/см^2 [9]. Таким образом, диапазон интенсивностей сфокусированного лазерного излучения лежит в пределах от 10^8 Вт/см^2 для субнаносекундного импульса до 10^{11} Вт/см^2 для импульса длительностью порядка 150 фс [10].

Скорость генерации неравновесных носителей заряда G связана с интенсивностью лазерного излучения как

$$G = \frac{\alpha I}{E_g} + \frac{\beta I^2}{2E_g}. \quad (2)$$

Для расчетов энергетического спектра неравновесных электронов применялся подход, ранее обоснованный в работе [11] при анализе разогрева и релаксации энергии носителей заряда в треке первичного атома отдачи, согласно которому условная вероятность генерации электрона и дырки с энергиями E_e и E_h в двухфотонном процессе пропорциональна произведению плотностей состояний электрона в зоне проводимости $\rho_c(E_e)$ и дырки в валентной зоне $\rho_v(E_h)$

$$p\left(E_h, E_e | 2E_g\right) \propto \rho_v(E_h)\rho_c(E_e), \quad (3а)$$

$$E_h + E_e = E_g. \quad (3б)$$

Результаты и их обсуждение

На первом этапе проведен расчет нормированного распределения интенсивности лазерного излучения вдоль оси распространения пучка (рис. 1) и скорости генерации неравновесных носителей заряда (рис. 2) при различных интенсивностях лазерного излучения на поверхности кристалла кремния. Однородность концентрации неравновесных носителей заряда составляет около 60% на масштабе 1 мкм даже для экстремальной интенсивности лазерного излучения 10^{11} Вт/см^2.

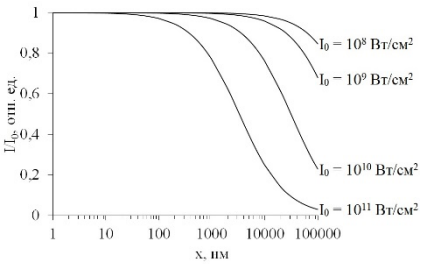


Рис. 1

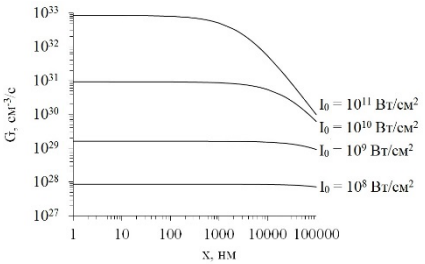


Рис. 2

На втором этапе методом эмпирического псевдопотенциала [12] была рассчитана структура валентной зоны и зоны проводимости кремния в полосе, равной ширине запрещенной зоны (рис. 3), после чего получено распределение концентрации неравновесных электронов по энергии (рис. 4, ○). Путем наложения на полученную зависимость произведения плотности состояний и функции распределения электронов по энергии (рис. 4, —) с дальнейшей минимизацией нормы невязки методом наименьших квадратов, получена электронная температура, которая составила 4814 К, что несколько ниже электронной температуры в треке первичного атома отдачи – 5400 К.

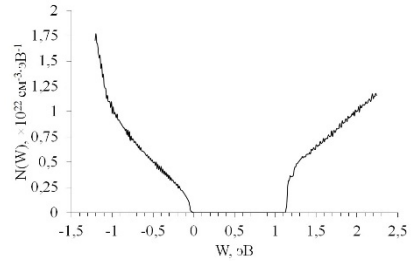


Рис. 3

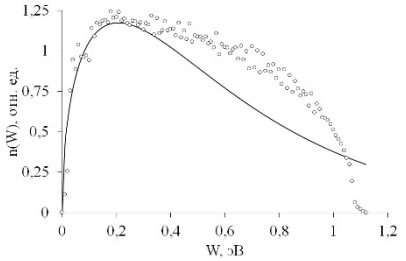


Рис. 4

Заключение

Для обеспечения разогрева неравновесной электронно-дырочной плазмы в поле лазерного импульса предпочтительным с точки зрения сохранения однородности энерговыделения является увеличение интенсивности излучения по сравнению с уменьшением длины волны. Это открывает новые возможности не только для экспериментальных исследований одиночных радиационных эффектов при воздействии нейтронов [13], протонов и ионов, но и после соответствующей доработки предложенный подход может быть распространен на генерацию радиационно-стимулированного лавинно-теплового пробоя мощных высокочастотных дискретных полупроводниковых приборов [14] и элементов радиочастотных интегральных схем.

[1] Buchner S.P., Wilson D., Kang K., Gill D., Mazer J.A., Raburn W.D., Campbell A.B., Knudson A.R. // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1987. Vol. NS-34, no. 6. P. 1228.
[2] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2015. Т. 49, № 1. С. 71.
[3] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Оболенский С.В. // Письма в журнал технической физики. 2021. Т. 47, № 6. С. 51.
[4] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Потехин А.А., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Козлов В.А., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 9. С. 743.
[5] Obolensky S.V., Murel A.V., Vostokov N.V., Shashkin V.I. // IEEE Transactions on Electron Devices. 2011. Vol. ED-58, no. 8. P. 2507.
[6] Van Stryland E., Vanherzeele H., Woodall M., Soileau M., Smirl A., Guha S., Boggess T. // Optical Engineering. 1985. Vol. 24, no. 4. P. 613.
[7] Melinger J.S., Buchner S., McMorrow D., Stapor W.J., Weatherford T.R. Campbell A.B. // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1994. Vol. NS-41, no. 6. P. 2574.
[8] Чумаков А.И. Действие космической радиации на ИС. – М.: Радио и связь, 2004, 320 с.
[9] Марциновский Г.А., Шандыбина Г.Д., Дементьева Ю.С., Дюкин Р.В., Заботнов С.В., Головань Л.А., Кашкаров П.К. // Физика и техника полупроводников. 2009. Т. 43, № 10. С. 1339.
[10] Егоров А.Н., Телец В.А., Чумаков А.И., Маврицкий О.Б., Печенкин А.А., Яненко А.В., Кольцов Д.О. // Известия ВУЗов. Электроника. 2012. № 5(97). С. 60.
[11] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2020. Т. 54, № 8. С. 791.
[12] Cohen M.L., Bergstresser T.K. // Physical Review. 1966. Vol. 141, no. 2. P. 789.
[13] Пузанов А.С., Венедиктов М.М., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2019. Т. 53, № 9. С. 1250.
[14] Пузанов А.С., Оболенский С.В. // Микроэлектроника. 2009. Т. 38, № 1. С. 64.

ФОРМИРОВАНИЕ КЛАСТЕРА РАДИАЦИОННЫХ ДЕФЕКТОВ В ALGAAS/INGAAS/GAAS ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С УЧЕТОМ ГРАДИЕНТОВ ТЕМПЕРАТУРЫ

С.А. Труфанов[1)], И.В. Макарцев[2)], А.Д. Недошивина[3)], А.С. Пузанов[1, 3)], Е.А. Тарасова[3)], Е.В. Волкова[3)], С.В. Оболенский[3, 1, 2)]

[1)] ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
[2)] АО «НПП «Салют»
[3)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Радиационная стойкость – обязательное требование, предъявляемое ко всем серийно выпускаемым транзисторам и интегральным схемам специального назначения, что обусловливает практическую важность данного исследования [1]. В последние годы характерные размеры латеральных областей транзисторов [2] уменьшились до значений 50-100 нм и менее, что сопоставимо не только с толщинами канала транзистора (10-20 нм), но и с характерными размерами кластеров радиационных дефектов (разупорядоченных областей), имеющих масштаб 30-300 нм при нейтронном облучении (0.1-10 МэВ).

При расчетах важно учитывать значительные градиенты температуры вдоль каналов перспективных полевых транзисторов, когда на расстоянии, сопоставимом с размером кластера дефектов, изменения температуры могут составлять до 150 К и выше. Это приводит к снижению количества радиационных дефектов из-за их отжига, что положительно сказывается на функционировании транзисторов в момент и после нейтронного облучения.

В ходе моделирования учитывалось, что при облучении полупроводниковых GaAs структур быстрыми нейтронами спектра деления в полупроводнике образуются кластеры радиационных дефектов, которые состоят из точечных дефектов и их комплексов, собранных в субкластеры. Использовалась методика, приведенная в [3, 4].

Действие нейтронного излучения на квантово-размерные [5-10] и тонкопленочные [11] полевые транзисторы приводит к образованию специфических кластеров радиационных дефектов, особенностью которых является изменение концентрации дефектов вблизи границ раздела слоев гетероструктуры. Если кластер дефектов формируется в разогретом протекающим током канале полевого транзистора, то концентрация и размер субкластеров будут иными не только из-за отжига дефектов в момент облучения, но и из-за наличия гетерограниц. Это учитывалось при моделировании с помощью оригинальных аналитической и численной тепловых моделей [12-14].

Объект исследований

Объектом моделирования являлся 4-х секционный гетероструктурный полевой транзистор типа HEMT. Секции расположены на расстоянии 15 мкм при толщине подложки 50 мкм (рис. 1).

Структура затвора, определяющая как частотные, так и тепловые характеристики исследуемого транзистора, приведена на рис. 2. Параметры слоев гетероструктуры транзистора с двумерным электронным газом (HEMT) представлены на рис. 3.

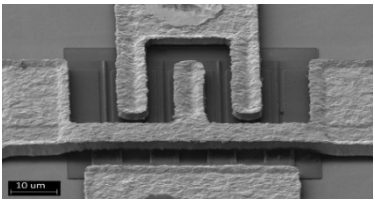


Рис. 1

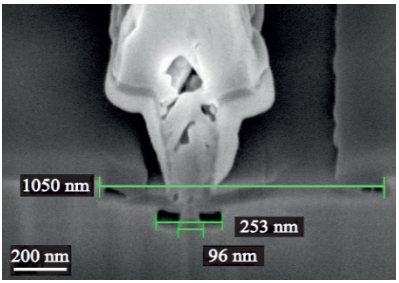


Рис. 2

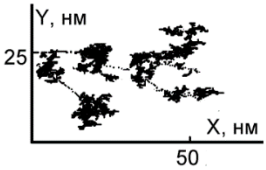


Рис. 4

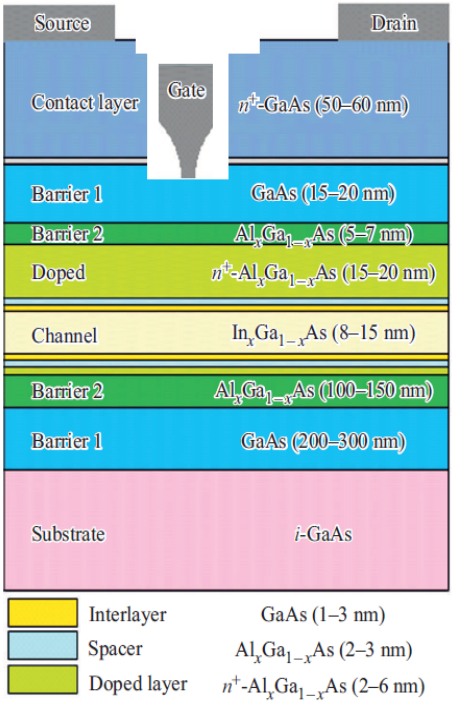


Рис. 3

Результаты и их обсуждение

Характерный вид кластера, возникшего при движении атома Ga (200 кэВ), получившего удар от нейтрона с энергией 4 МэВ, показан на рис. 4. Точки – точечные дефекты, «кляксы» – скопления точечных дефектов – субкластеры. Мелкие субкластеры отожгутся в момент и после облучения за счет диффузии точечных дефектов и их рекомбинации, например, по механизму «межузельный атом-вакансия».

Аналитическая оценка минимального размера субкластера дефектов, который останется «в живых» после облучения при повышенных температурах канала – 10-12 нм против 5 нм в условиях комнатной температуры. Расстояние между субкластерами увеличится на 30-50%. Количество субкластеров дефектов снизится на 25-40% в зависимости от температуры канала (170 или 220 ºС).

Заключение

Сопоставление результатов расчетов, предсказывающих увеличение радиационной стойкости в 1.5-3 раза, с экспериментальными данными [10] подтвердило корректность предложенного в работе подхода для моделирования радиационный стойкости перспективных нанометровых транзисторов.

[1] Громов В.Т., Журавлев К.С., Киселева Е.В., Китаев М.А., Козлов В.А., Оболенский С.В., Ткачев О.В., Торопов А.И., Трофимов В.Т., Шукайло В.П. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2005. № 1-2. С. 58.

[2] Малеев Н.А., Васильев А.П., Кузьменков А.Г., Бобров М.А., Кулагина М.М., Трошков С.И., Малеев С.Н., Беляков В.А., Петрякова Е.В., Кудряшова Ю.П., Фефелова Е.Л., Макарцев И.В., Блохин С.А., Ахмедов Ф.А., Егоров А.В., Фефелов А.Г., Устинов В.М. // Письма в журнал технической физики. 2019. Т. 45, № 21. С. 29.

[3] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А., Волкова Е.В., Потехин А.А., Забавичев И.Ю. // В кн.: Труды международной конференции. Суперкомпьютерные дни в России. Суперкомпьютерный консорциум университетов России, 2015. С. 585.

[4] Тарасова Е.А., Оболенская Е.С., Хананова А.В., Оболенский С.В., Земляков В.Е., Егоркин В.И., Неженцев А.В., Сахаров А.В., Цацульников А.Ф., Лундин В.В., Заварин Е.Е., Медведев Г.В. // Физика и техника полупроводников. 2016. Т. 50, № 12. С. 1599.

[5] Тарасова Е.А., Оболенский С.В., Хазанова С.В., Григорьева Н.Н., Голиков О.Л., Иванов А.Б., Пузанов А.С. Компенсация нелинейности сток-затворной вольт-амперной характеристики в полевых транзисторах с длиной затвора ~ 100 нм // Физика и техника полупроводников. 2020. Т. 54, № 9. С. 968.

[6] Хазанова С.В., Оболенский С.В., Тарасова Е.А., Голикова О.Л., Пузанов А.С. Методы расчетно-экспериментального моделирования электрофизических параметров в перспективных полупроводниковых гетероструктурах на основе соединений AlGaAs/InGaAs // Научно-технический вестник Поволжья. 2020. № 12. С. 235.

[7] Тарасова Е.А., Хазанова С.В., Голиков О.Л., Пузанов А.С., Оболенский С.В., Земляков В.Е. Анализ влияния спейсерных слоев на нелинейные искажения вольт-амперных характеристик pHEMT на основе соединения GaAlAs/InGaAs // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 10. С. 872.

[8] Недошивина А.Д., Насеткин К.А., Муравьев М.С., Алимирзоев Г.М., Пузанов А.С., Литовский Д.А., Недошивин А.А. Сравнение характеристик AlGaN/GaN HEMT и AlGaAs/GaAs HEMT при воздействии проникающих излучений // Научно-технический вестник Поволжья. 2021. № 9. С. 68.

[9] Тарасова Е.А., Хазанова С.В., Голиков О.Л., Пузанов А.С., Оболенский С.В., Земляков В.Е. Анализ нелинейных искажений DpHEMT структур на основе соединения GaAs/InGaAs с двухсторонним дельта-легированием // Физика и техника полупроводников. 2022. Т. 56, № 9. С. 844.

[10] Голиков О.Л., Кодочигов Н.Е., Оболенский С.В., Пузанов А.С., Тарасова Е.А., Хазанова С.В. Анализ неоднородностей DpHEMT-структуры на основе

GaAs/$In_{0.53}Ga_{0.47}As$ после нейтронного воздействия // Микроэлектроника. 2024. Т. 53, № 1. С. 3.
[11] Насеткин К.А., Муравьев М.С., Алимирзоев Г.М., Пузанов А.С., Забавичев И.Ю., Потехин А.А. Моделирование характеристик субмикронных структур «кремний на изоляторе» с учетом радиационных эффектов // Научно-технический вестник Поволжья. 2019. № 7. С. 127.
[12] Тарасова Е.А., Оболенский С.В. // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. 2011. № 5-3. С. 348.
[13] Тарасова Е.А., Оболенская Е.С., Оболенский С.В. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2012. № 4. С. 12.
[14] Тарасова Е.А., Демидова Д.С., Оболенский С.В., Фефелов А.Г., Дюков Д.И. // Физика и техника полупроводников. 2012. Т. 46, № 12. С. 1587.

Секция «Электроника»

Заседание секции проводилось 14 мая 2025 г.
Председатель – С.В. Оболенский, секретарь – Е.В. Волкова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«ИЗЛУЧЕНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН»

Председатель – А.В. Калинин, секретарь – В.А. Яшнов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИФРАКЦИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ПЛОСКИХ ТЕЛАХ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Н.А. Дугин[1, 3], Е.А. Панков[1, 3], Д.А. Смирнов[2]

[1] НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[3] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Последние несколько лет сотрудники НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского занимаются исследованием эффекта просветной радиолокации – частного случая бистатической радиолокации. При проведении экспериментов по локации как объектов космического мусора, так и воздушных целей [1, 2], основной проблемой была интерпретация результатов при неопределенном положении объекта относительно системы «передатчик-приемник». Для лучшего понимания процесса просветной дифракции и оценки ожидаемых уровней принимаемого рассеянного объектом сигнала было решено поставить лабораторный эксперимент по облучению плоских мишеней произвольной формы СВЧ излучением, определению зоны просветного эффекта и соотношения уровней рассеянного и прямого сигнала передатчика.

Измерения проводились в лабораторном помещении кафедры распространения радиоволн и радиоастрономии ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Для проведения эксперимента использовались три схемы. В первой схеме эксперимента мишень передвигалась перпендикулярно линии излучатель-приемник в середине на расстоянии 6 метров от приемной и передающей антенн (рис. 1). Выбранное расстояние определено габаритами лабораторного помещения: при подобных параметрах приёмник и передатчик разнесены на максимально возможное расстояние. Такая схема моделировала условия реального эксперимента, когда объект движется в пространстве между источником зондирующего сигнала и наземной приемной антенной. Во второй схеме мишень оставалась неподвижной, передвигалась приемная антенна; предполагалось сравнение диаграмм рассеяния, измеренных разными способами. В третьей схеме все три элемента экспериментальной установки оставались неподвижными. Облучаемый объект был расположен строго на линии между приёмником и передатчиком на том же расстоянии, что и в прошлой схеме. При этом изменялась частота сигнала, излучаемого передающей антенной.

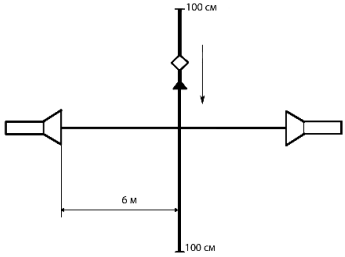


Рис. 1

Измерения проводились на четырех частотах: 8.2, 10, 11.8 ГГц (стандартный волновод 23х10 мм) и 17,8 ГГц (волновод 13х6.5 мм). Соответственно, длины волн составляли 3.66, 3.00, 2.54 и 1,68 см. Для всех указанных длин волн мишени находятся в ближней (промежуточной) зоне приемной антенны, но сокращение дальней зоны невелико и качественно не влияет на конечные результаты. Это подтверждается данными лабораторных работ на этой установке: ДН антенны сформирована и практически соответствует расчетной. Более важно то, что на мишень приходит не плоская, а сферическая волна, и на краях мишеней появляется дополнительный фазовый сдвиг. Для объектов симметричной формы это обстоятельство не влияет на центральный (просветный) максимум диаграммы рассеяния, для несимметричных мишеней возникают сложности с интерпретацией результатов.

В качестве излучателя в лабораторной установке применялся генератор Rohde & Schwarz SMF 100A в нашем частотном диапазоне – от 8 до 18 ГГц, в качестве приемника использовался спектроанализатор Rohde & Schwarz FSL18. Зондирующий сигнал излучался рупорными антеннам с широкими ДН для равномерного распределения мощности излучения по поверхности объекта во всей зоне его перемещения. Прием для повышения чувствительности проводился неподвижной узконаправленной антенной, ориентированной на передающую антенну.

Размеры, форма и материал исследуемых мишеней выбирались, исходя из трех основных положений просветной локации, которые заключаются в следующем:

1) рассеяние происходит на теневом контуре объекта и не зависит от его формы и материала;
2) размер объекта L должен быть много больше длины волны λ зондирующего сигнала ($L >> \lambda$);
3) максимальная ЭПР объекта по направлению «вперед» рассчитывается по соотношению $\sigma = 4\pi (S/\lambda)^2$, где S – площадь апертуры объекта.

Поскольку в публикациях по этой тематике нигде не определена граница понятия «много больше», были выбраны мишени разных размеров и несколько длин волн излучателя, крайние из которых отличаются в 2,3 раза. Величина L/λ варьируется в пределах от 8 до 46.

В качестве мишеней использовались:

1) три рефлектора дипольных антенн - круглые диски диаметром 30, 43 и 55 см, изготовленные из углекомпозитного материала, аналогичного металлическому по отражательным свойствам;
2) рефлектор овальной формы с длинами осей 49х25 см;
3) комбинация круглого и овального рефлекторов;
4) поглощающий материал диапазона 10 ГГц – квадрат со стороной 34 см;
5) плоские фигуры неправильной формы, выполненные из композитного материала на 3D принтере ИПФ РАН [3]; две мишени имели гладкую форму, а две имели несколько острых углов.

Важным аспектом процедуры измерений был выбор зоны перемещения мишени и дискрет (шаг) единичного сдвига. Были опробованы варианты зоны ±1м, ±0,5 м и ±0.25 м и три величины сдвига 10, 5 и 2 см. Наиболее оптимальным оказалось сочетание

величины перемещения мишени ±0,5м относительно центральной линии с шагом 2 см. Однако, при малом шаге с погрешностью установки мишени в нужную точку порядка ± 3 мм возрастала неравномерность измеряемых зависимостей, что требовало аппроксимации измеренных кривых гладкими функциями.

На рис. 2 показаны графики изменения рассеянного сигнала от круглого диска размером 30 см на четырёх рабочих частотах, характерные для всех тел симметричной формы. Хорошо виден центральный (просветный) максимум, достаточно точно определяются его ширина и амплитуда в сравнении с «прямым» сигналом.

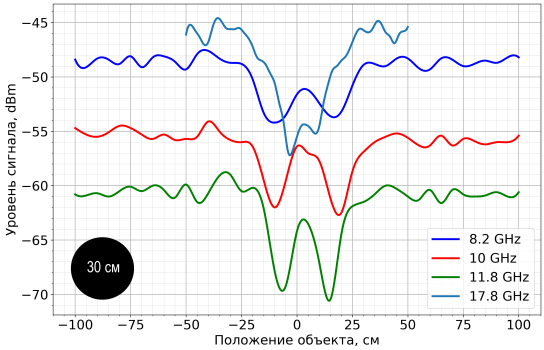


Рис. 2

На рис. 3 показаны графики изменения рассеянного сигнала от несимметричной мишени гладкой формы с максимальным размером 40 см. Форма и положение фигуры отображены в правом нижнем углу рисунка. На данных графиках хорошо видно отклонение максимума рассеянного луча от осевой линии и искажение его формы.

По результатам данных экспериментов сделаны следующие предварительные **выводы**.

Подтверждено наличие просветного максимума при дифракции СВЧ излучения на плоских телах, величина его варьируется в пределах (75 – 95)% от максимального («прямого») сигнала для фигур разного размера. Этот результат не соответствует приведенному выше расчетному соотношению для ЭПР, но физически более понятен: ЭПР не может быть больше площади, определяемой теневым контуром.

Оценена нижняя граница соотношения размеров мишеней к длине волны - предварительно объект должен быть более, чем в 15 раз больше; эти данные могут использоваться в планировании дальнейших экспериментов.

Форма главного максимума просветной диаграммы рассеяния близка к гауссовой функции для симметричных фигур и искажена для не симметричных.

Наблюдается сдвиг просветного максимума от осевой линии в зависимости от величины несимметрии формы объекта. Правильная интерпретация этого эффекта может быть сделана только при учете сферичности волны зондирующего сигнала.

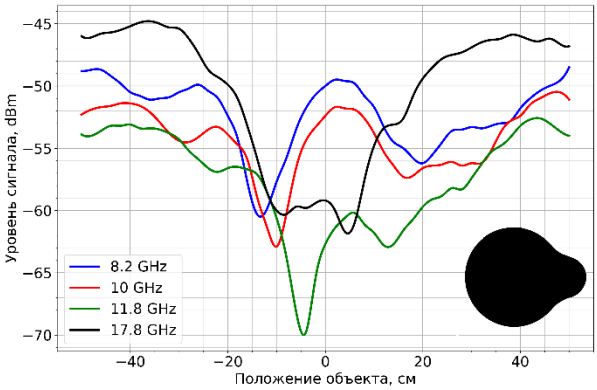


Рис. 3

Размеры помещения не позволяют провести дальнейшее увеличение рабочей частоты, которое желательно для получении как можно большего отношения размера мишени к длине волны. По результатам проведенных исследований будет определена необходимость повторения измерений на открытых площадках.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки: госзадание FSWR-2023-0038. Авторы также выражают благодарность проекту Н-029-0_2023-2025 (мнемокод FSWR-2023-0031) в рамках базовой части госзадания Минобрнауки за предоставление возможности проведения исследований на оборудовании кафедры распространения радиоволн и радиоастрономии радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского (зав. кафедрой д.т.н. А.В.Калинин).

[1] Дугин Н.А., Нечаева М.Б., Безруков В.В. // Изв. ВУЗов «Радиофизика». 2021. Т. 64, № 12. С. 994.
[2] Дугин Н.А., Тихомиров Ю.В., Антипенко А.А., Чагунин А.К., Нечаева М.Б. // В кн.: Тр. II Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» «Муром 2018». – Муром. 2018. С. 463.
[3] Korolyov S., Goryunov A., Zemlyanukha P. // Sensors. 2022. Vol. 22, issue 19. P. 7132.

ВВЕДЕНИЕ ПОПРАВОК В КООРДИНАТЫ НАВЕДЕНИЯ АНТЕННЫ РТ-15 РАО НИРФИ-ННГУ «ЗИМЕНКИ»

Н.А. Дугин[1, 2], А.Е. Солин[1]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Без решения задачи эффективного управления приводными системами эксплуатация крупных антенн практически невозможна. Алгоритмы управления зависят от конструкции антенны и решаемых на ней задач. Обычно при стандартном графике работы требуется наведение антенны в заданную точку пространства и сопровождение источника излучения. Но при высокоточной калибровке усиления антенны, например, радиоастрономическим методом и в научных экспериментах по определению интенсивности излучения внеземных радиоисточниках необходимы нестандартные действия: многократные отведения от источника на заданный угол, определяемый шириной диаграммы направленности (ДН). Облучатель чаще всего смещен от геометрической оси антенны, а в многодиапазонных системах с несколькими облучателями они принципиально расположены не на оси, т. е. требуется введение поправок на «разъюстировку». Кроме того, большие зеркальные антенны подвержены весовым и температурным деформациям, приводящим к смещению точки фокусировки и, соответственно, к необходимости непрерывной коррекции координат наведения.

В настоящее время основной конструкторской схемой опорно-поворотных устройств (ОПУ) антенн является азимутально-угломестная монтировка, наиболее удобная для понимания пространственного положения и перемещения «луча» антенны. Реже для регулярных солнечных наблюдений используется экваториальная монтировка. Однако, в начале развития антенной техники применялись достаточно «экзотические» схемы ОПУ, обусловленные задачами сопровождения быстро движущихся объектов.

Антенна радиотелескопа РТ-15 в радиоастрономической обсерватории (РАО) ННГУ “Зименки“ имеет именно такую схему монтировки с осями вращения E_1 и E_2, связанными с азимутом A и высотой h следующими соотношениями:

$$tg(E_1) = \frac{tg(h)}{\sin(A)}$$
$$\cos(E_2) = -\cos(h)\cos(A), \qquad (1)$$

Радиотелескоп использовался в Службе Солнца НИРФИ в простом режиме непрерывного сопровождения Солнца на низких частотах, и такая схема ОПУ вызвала определенные трудности при калибровке и юстировке антенны перед серией других научных экспериментов на более высоких частотах [1, 2]. В первую очередь это коснулось измерений приращений сигнала от слабых источников излучения, т. к. процедура измерений требует отведения от источника только по азимуту для исключения влияния двух факторов: изменения поглощения излучения в атмосфере, зависящего от угла места (высоты) источника, и перераспределения излучения земли в боковые и задние лепестки ДН.

После полной замены приводных и следящих систем телескопа пульт управления был заменен на ЭВМ, для которой был разработан первый простейший вариант

программного обеспечения (ПО). В экспериментах 2023 г по наблюдению Солнца и навигационных КА на частоте 1.6 ГГц антенна уверенно наводилась в заданную точку и сопровождала источник. По измеренной ДН было определено смещение облучателя из фокуса (разъюстировка) с небольшим перекосом относительно геометрической оси зеркала, приведшем к искажению формы главного лепестка. Потери сигнала из-за неточного наведения доходили до 10%. Стала крайне актуальной необходимость в разработке дополнительного программного блока в ПО управления как для непрерывного введения поправок на разъюстировку, так и для периодических отведений антенны от источника на заданный угол по координатам (азимут, угол места). Алгоритм расчета поправок определяется соотношениями (1). При введении поправки по азимуту ΔA формулы преобразуются следующим образом:

$$E_1(\Delta A) = \arctan\left(\frac{\sin(A+\Delta A)}{\tan(h)}\right)$$
$$E_2(\Delta A) = \arccos(-\cos(h)\cos(A+\Delta A) + \sin(h)\sin(A+\Delta A)). \quad (2)$$

При введении поправки по углу места Δh формулы преобразуются следующим образом:

$$E_1(\Delta h) = \arctan\left(\frac{\tan(h)+\tan(\Delta h)}{\sin(A)*(1-\tan(h)\tan(\Delta h))}\right)$$
$$E_2(\Delta A) = \arccos(-(\cos(h)\cos(\Delta h) - \sin(h)\sin(\Delta h))*\cos(A)). \quad (3)$$

При значительных величинах разъюстировки по обеим координатам требуется коррекция положения облучателя в фокальной зоне. При стандартной монтировке измеряются поправки для азимута и высоты, рассчитываются величины смещения облучателя по горизонтали (азимут) и вертикали (высоты), проводится коррекция положения с последующими контрольными замерами новых значений разъюстировки. Измерение разъюстировки обычно проводится методом «на прохождение» источника через ДН: антенна выставляется в упреждающую точку походу движения источника по измеряемой координате, источник сопровождается по другой координате, проводится запись сигнала с контролем времени, по которой рассчитывается величина и знак разъюстировки.

Методика измерений разъюстировки и коррекции положения облучателя радиотелескопа РТ-15 по предварительному анализу должна быть аналогичной. Измеряются величины разъюстировки ΔE_1 и ΔE_2 по двум осям методом «на прохождение», рассчитываются величины поправок по азимуту и высоте по соотношениям:

$$\Delta A = \arctan\left(\frac{\Delta E_1}{\sin(A)}\right)$$
$$\Delta h = \arccos\left(\frac{\Delta E_2}{\cos(A)}\right). \quad (4)$$

На рисунке ниже приведены графики зависимости координат по осям E_1 и E_2 от азимута и высоты источника. Показано, как оси E_1 и E_2 изменяются в зависимости от азимута при фиксированных значениях высоты. Каждая кривая соответствует одной из

заданных высот. Так же приведены графики изменения осей в зависимости от высоты, где был установлен фиксированный азимут (А = 330 °).

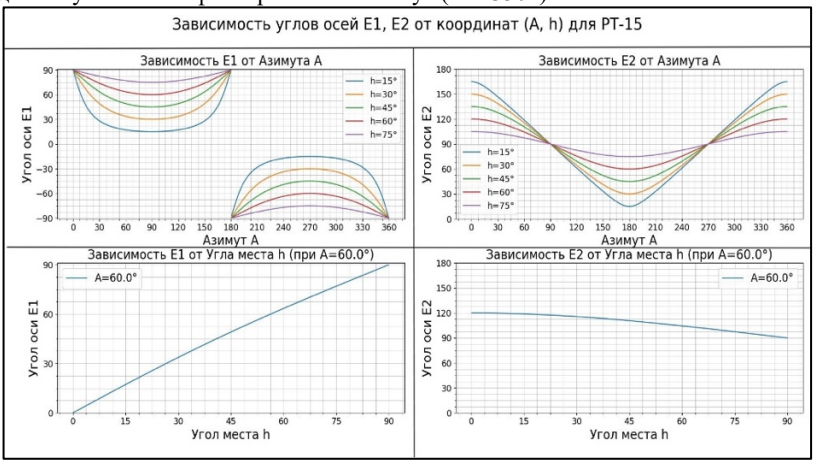


Рис.

Далее антенна устанавливается в исходное положение (E_1 = 180^0 и E_2 = 30^0 для подведения подъемного устройства к облучателю) и проводится коррекция положения облучателя по горизонтали и вертикали в плоскости, перпендикулярной геометрической оси зеркала. Процедура повторяется до достижения приемлемых значений разъюстировки (много меньше ширины ДН).

Основными этапами работ по совершенствованию системы управления РТ-15 будут: 1) установка и отладка ПО введения поправок к координатам, 2) проведение измерений разъюстировки вышеуказанной методикой по источникам малых угловых размеров с известными координатами и 3) коррекция положения облучателя.

Далее предоставлена таблица с расчетом поправок для РТ-15 при отведении по азимуту. Отведение обычно находится в пределах 3 градусов по азимуту и углу места (смотря, какая задача), в данной таблице были взяты значения, равные 3 градусам для азимута.

Табл.

E_1,°	E_2,°	E_1',°	E_2',°	ΔE_1,°	ΔE_2,°	T_{E_1}, c	T_{E_2}, c	$T_{\text{общ}}$
17,2	118,9	16,7	116	-0,5	-2,9	1,1	3,3	3.3
49,1	110,7	48,3	108,7	-0,8	-2	1,7	2,3	2,3
76,9	97,4	76,6	96,8	-0,3	-0,6	0,6	0,7	0,7

Здесь: E_1 и E_2 – углы наклона осей E1 и E2 без учёта отведения по азимуту,

E_1' и E_2' – углы наклона осей Е1 и Е2 с учётом отведения по азимуту,

ΔE_1 и ΔE_2 – углы отведения по осям Е1 и Е2,

T_{E_1} и T_{E_2} – времена отведения по азимуту для осей Е1 и Е2,

$T_{общ}$ – время, за которое антенна полностью отведётся на нужное значение поправки (в секундах). При отведении по углу места на тот же угол 3° максимальное время наведения в нужную точку не превышает 7 секунд. Так как оси на РТ-15 ортогональны и независимы друг от друга, то для расчетов берется самое большое время перемещения из двух осей.

В теории первые 2/3 пути отведения оси двигаются со скоростью переброса, оставшуюся 1/3 они линейно сбавляют скорость до скорости сопровождения. На данный момент точных экспериментальных сведений о том, как именно меняется скорость при отведении нет, и в дальнейшем она будет подбираться экспериментальным путем. Программный блок введения поправок представляет собой автоматическую систему для корректировки наведения антенны путем учета погрешностей позиционирования. Он может обеспечивать автоматическое введение поправок на разъюстировку антенны, минимизируя ошибки наведения. Таблица при отведении на 3 градуса по углу места аналогична, время отведения было максимальным 7 секунд.

Планируется дальнейшая интеграция разработанного блока ПО с системой управления РТ-15 для автоматического обновления параметров наведения в реальном времени с наименьшей задержкой ввода.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки: госзадание FSWR-2023-0038.

[1] Антипенко А.А., Дементьев А.Ф., Дугин Н.А., Нечаева М.Б., Тихомиров Ю.В., Чагунин А.К. Юстировка антенн и калибровка РСДБ НИРФИ по сигналам космических аппаратов СРНС ГЛОНАСС и НАВСТАР – Препринт № 536. Нижний Новгород. 2011, 32 с.

[2] Дугин Н.А., Нечаева М.Б., Антипенко А.А., Дементьев А.Ф., Тихомиров Ю.В. // Изв. ВУЗов «Радиофизика». 2011. Т. 54, № 3. С. 177.

ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРОВ ИСКУССТВЕННЫХ УНЧ СИГНАЛОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ЭКСПЕРИМЕНТА FENIX-2024

Е.Н. Ермакова, А.В. Рябов

НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В ходе активного эксперимента FENICS-2024 на Кольском полуострове с использованием линии электропередачи в качестве горизонтальной излучающей антенны были зарегистрированы ультранизкочастотные сигналы диапазона 1-9 Гц на магнитных станциях, удаленных от передающей линии от ~1200 км до ~2100 км. Для теоретической интерпретации результатов эксперимента использована численная модель УНЧ волн, распространяющихся в 3D неоднородном волноводе Земля-ионосфера от горизонтального приземного тока. Эксперимент проводился в период с 26.07 по 08.08.2024. Исследованы амплитудные и поляризационные спектры УНЧ полей в приемных пунктах на разных удалениях от источника и при разном состоянии ионосферной плазмы над трассами распространения низкочастотных волн. Географические координаты источника и принимающих станций приведены в табл.1. В эксперименте FENICS-2024 были задействованы линия Л-400 Выходной – Оленегорск и линия Л-403 Выходной – Никель. Длина ЛЭП Л-400 составляла 205 км, а расстояние между пунктами VKH-OLE L=130 км, длина Л-403 - 95.6 км и расстояние между пунктами VKH-NIK 84 км. В ходе эксперимента генератор мощностью 200 кВт создавал в ЛЭП переменный ток с амплитудой от ~130-150 А на низких частотах. Ток в ЛЭП с заданной частотой подавался по расписанию сеансов с 00:00 до 04:00 мск, а 07-08.08 – с 19:40 до 23:45 мск.

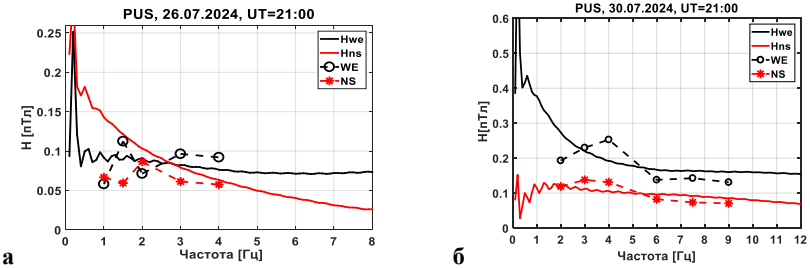
Табл.1

Станция	код	Широта	долгота	R(км)
Выходной	VKN	68.84	33.08	0
Оленегорск	OLE	68.09	33.17	84
Никель	NIK	69.40	30.22	130
Борок	BOR	58.03	38.33	1231
Старая Пустынь	PUS	55.66	43.63	1600
Исток	IST	70.03	88.01	2100

Положение питающих линий Л-403, Л-400 приведены на рис. 1:

Рис. 1

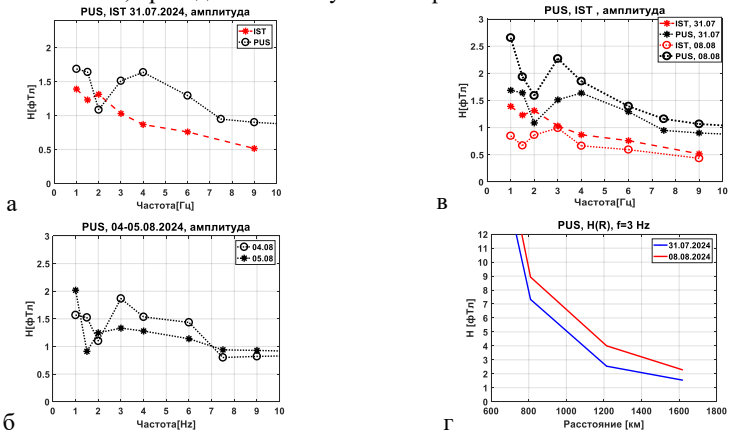
На рис. 2 приведены графики экспериментальных и модельных спектров магнитных компонент СЮ и ВЗ в период работы линий Л-400 и Л-403 для станции PUS. Из графиков видно, что приближение точечного магнитного диполя для таких линий хорошо работает для расстояний больше 1000 км: адекватными получились сами значения магнитных компонент искусственных сигналов, а также соотношения между амплитудами компонент. При расчетах полей от линии Л-403 угол между направлением магнитного диполя и меридианом вычислялся по геометрическим размерам линии с учетом однородности земной коры вдоль нее и составлял $\sim 27^{o}$. Значения магнитных компонент для линии Л-403 варьировались в пределах $0.08 \div 0.25$ пТл. Для линии Л-400 амплитуда сигналов была примерно в 2 раза меньше, чем для Л-403. Вторая линия Л-400 оказалось менее эффективной для генерации УНЧ сигналов из-за меньшей протяженности и большой проводимости земной коры под ней: расчеты для этой станции проведены для $\sigma = 2 * 10^{-4}$См/м, для Л-403 - $\sigma = 8 * 10^{-5}$ См/м, амплитуды приведены к току в 140 ампер.



а б

Рис. 2

На рис. 3 приведены для сравнения полные амплитуды магнитных компонент на станциях IST и PUS, приведенные к току в 1 ампер.



а в

б г

Рис. 3

Спектры амплитуды первых сеансов на станции PUS показывают немонотонный характер зависимости от частоты: увеличение на частотах 3-4 Гц или плато до 6 Гц. (рис. 3 а,б) Возможно, такой характер связан с влиянием структуры суб-ИАР. Далее будет показано, что влияние этого резонатора проявлялось в спектрах фонового шума. Графики демонстрируют более монотонное спадание амплитуды магнитных компонент на станции IST, чем на среднеширотной станции. Это связанно тем, что IST находилась на освещенной стороне («полярный день») в период проведения кампании, и ионосфера была более плотной для трассы распространения УНЧ волн к этой станции. Разница в амплитудах магнитных полей сигнала на разных станциях отличается в 1.2-2 раза для первых сеансов. В период второго сеанса, когда работа передатчика начиналась в 19:40 мск, амплитуда магнитных сигналов на более низких частотах на станции PUS увеличивалась в 1.5 раза (рис. 3 в). Этот период примерно совпал с прохождением терминатора через PUS, поэтому амплитуда сигналов увеличилась по сравнению с первыми сеансами 30-31.07 из-за более плотной ионосферы. Моделирование зависимости амплитуды сигнала от расстояния (рис. 3 г) показывает увеличение амплитуды H 08.08 примерно в 1.5 раза на частоте 3Гц**.** На рис. 4 приведены спектры амплитуды сигнала на станции PUS 01.08 и 02.08.2024. Наиболее сильно различие в амплитудах в диапазоне до 6 Гц (рис. 4 а). 02.08 отсутствует рост амплитуды на 4 Гц, но наблюдается увеличение амплитуды на частотах 1 и 2 Гц. Добротность суб-ИАР была существенно ниже 02.08 по данным спектров поляризационного параметра фонового шума (рис. 4 б,в,г).

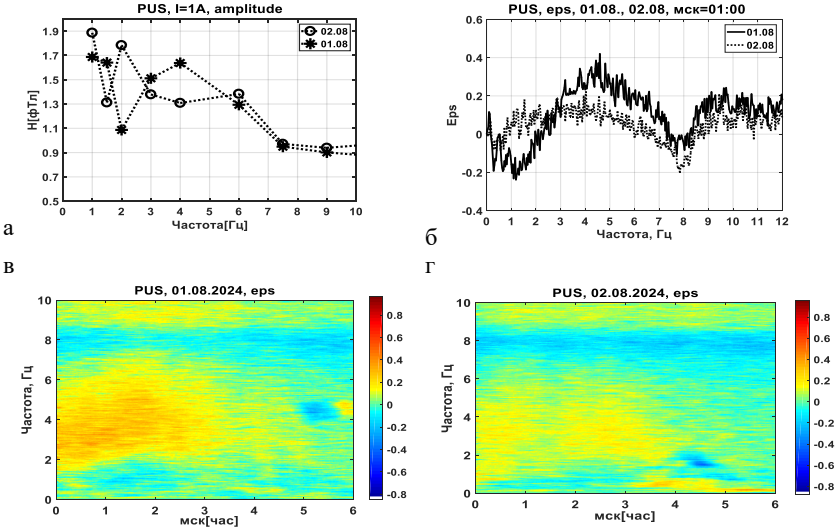


Рис. 4

Таким образом, 02.08 наблюдалось более монотонное спадание амплитуды УНЧ магнитных сигналов с частотой. На станции PUS для сеансов с использованием линии электропередач Л-403 всегда преобладала магнитная компонента B3 (рис. 3 б). Для

станции IST соотношение компонент менялось значительно: на частотах 1-4 Гц преобладала компонента СЮ, а на частотах > 5 Гц компонента ВЗ становилась сравнимой по амплитуде с компонентой СЮ и даже превышала ее (рис. 5 а). Положение этой станции практически на одной широте с источником делает соотношение компонент чувствительным даже к небольшим изменениям направления магнитного диполя (рис. 5 б). Причиной такого поведения источника может быть разная проводимость земной коры под разными частями линии из-за ее большой протяженности, и разная зависимость проводимости от глубины земной коры, а, следовательно, и от частоты. Данные наблюдений на станции IST взяты из [1].

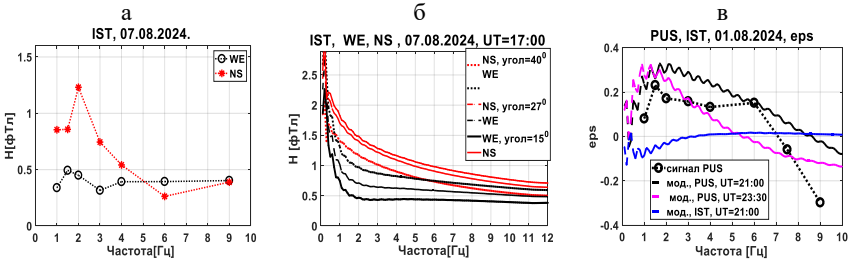


Рис. 5

На рис. 5 в представлены экспериментальные и модельные спектры поляризационного параметра сигнала 01.08 для станции PUS и модельный спектр для станции IST. Эллиптичность искусственных сигналов от горизонтальных линий определяется горизонтальной неоднородностью ионосферы вдоль трассы распространения УНЧ волн. В данном случае для станции PUS неоднородность волновода связана с разной освещенностью ионосферы. Абсолютная величина ε сигнала колеблется в пределах 0.2-0.3, что на порядок выше значения ε для однородного волновода.

Заключение

- Обнаружено влияние резонатора суб-ИАР на амплитудные спектры искусственного сигнала практически для всех сеасов на станции PUS и монотонный характер спадания амплитуды на станции IST.
- Обнаружено влияние горизонтальной неоднородности ионосферы на трассе источник - PUS на спектры ε.
- Обнаружена сильная зависимость соотношения амплитуды компонент СЮ и ВЗ от частоты на станции IST.
- Динамика магнитных компонент УНЧ сигнала от сложного источника, адекватно интерпретируется расчетами УНЧ полей в дипольном приближении.

Работа выполнена по проекту № FSWR-2023-0038 в рамках базовой части Государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ.

[1] Пилипенко В.А. и др. // Солнечно-земная физика. 2025. Т. 11, № 2. С. 1.

КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ ЭФФЕКТЫ В СТАТИСТИКЕ РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СОЛНЦА ПЕРЕД ВСПЫШКАМИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Л.П. Коган[1, 2], А.Е. Вольвач[2], Л.Н. Вольвач[2]

[1] ННГАСУ
[2] ФГБУН «КрАО РАН»

Постановка задачи

Рассматриваются свойства статистики рентгеновского излучения Солнца в период перед вспышками высокой мощности. Применяемый подход позволяет оценивать уровень энтропии измеряемых процессов в режиме, близком к реальному времени. На интервалах времени порядка нескольких суток перед изучаемыми солнечными событиями обнаружено возникновение статистических зависимостей, близких к регулярным.

Целью данного исследования является определение статистических свойств рентгеновского излучений Солнца, которые могут интерпретироваться как предвестники приближения вспышки класса X. В статье показано, что вариации энтропии измеряемого поля возрастают при приближении солнечной вспышки высокой энергии. Поясним это теоретически. На рис. 1 схематически приведены зависимости плотности вероятности $\rho_1(w)$ и $\rho_2(w)$ для фонового шума $x_1(t)$ и соответственно дополнительного (независимого от фонового шума) случайного процесса $x_2(t)$, связанного с влиянием процесса подготовки приближающейся вспышки, а также плотность вероятности $\rho(w)$ «суммарного» случайного процесса $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$, записанная в виде свертки вида $\rho(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_1(w - w')\rho_2(w')dw'$. В [1] было показано, что сглаживание мелкомасштабных флуктуаций кривой $\rho_1(w)$ имеет место при условии, что стандарт флуктуаций случайной величины x_2, определяющий ширину распределения $\rho_2(w)$, хотя бы в несколько раз превосходит интервал дискретизации h. Значение h задается при расчетах и определяет эффективный период указанных флуктуаций (см. рис. 1).

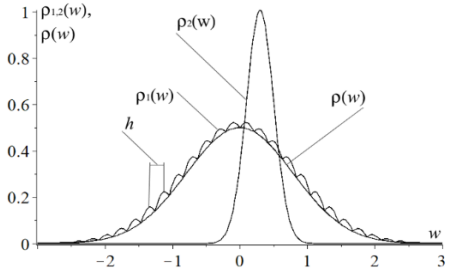


Рис. 1

Для выявления подобных предвестников применяется статистический функционал, ранее введенный и апробированный в [1]:

$$L(\mu) = \frac{A}{M} \sum_{l=\mu-(M-1)}^{\mu} |\mathcal{L}_l|, \qquad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m P_{m,l}. \tag{1}$$

Коэффициент $A = 1000$ вводится с целью перехода к удобной для анализа области значений функционала $L(\mu)$, каждое из которых отвечает времени завершения отрезка

реализации номер μ. Значение $M = 30$ определяет интервал усреднения по отдельным последовательным отрезкам реализации с одинаковой протяженностью в 3000 секунд, каждой из которых ставится в соответствие одно измерение интенсивности рентгеновского излучения $x(t)$. Коэффициенты $P_{m,l}$ во второй сумме – отвечающие отрезку реализации номер l вероятности попадания значений используемой в задаче вспомогательной функции $\sin(Sx)$ от непосредственно измеряемых значений $x = x(t)$ в локальный интервал номер m области значений вида

$$sin(Sx)_{min} + mh \le sin(Sx) < sin(Sx)_{min} + (m+1)h, \quad 0 \le m \le N-1. \qquad (2)$$

В (2) нормировочный множитель $S = 10^8 \frac{\text{м}^2}{\text{Вт}}$ задается с тем, чтобы значения аргумента под знаком синуса были бы безразмерной величиной в интервале порядка $1 \div 100$. Переход к рассмотрению зависимости $\sin(Sx)$ вместо значений $x(t)$ объясняется тем, что в отличие от функции $\rho(w)$ распределения непосредственно измеряемой случайной величины $x = x(t)$, плотность вероятности $\rho_{sin}(w)$ при $w \to \pm 1$ имеет интегрируемые особенности. Этот факт означает существенное усиление чувствительности предлагаемой методики [1]. Величина $h = 0.1$ в (2) есть ширина интервала дискретизации. При этом, с учетом свойств $\sin(Sx)$, общее число интервалов в (2) составляет $N = 2h^{-1} = 20$. Применяемый подход может быть назван методикой спектрально-вероятностного анализа.

Проведение численных расчетов

На рис. 2 приведена зависимость $L(n)$, соответствующая данным измерений интенсивности $x(t)$ рентгеновского излучения Солнца в диапазоне $(1 \div 8)$Å за период 15.08 – 6.09.2017. На горизонтальной оси значения $n = \frac{3000}{3600}\mu = \frac{5}{6}\mu$ соответствуют времени в часах от начала измерений в 00:00:00 15.08.2017. Зеленой и красной сплошными вертикальными прямыми отмечены вспышки класса X2.2 и X9.2, произошедшие 6 сентября 2017 года в 9.10 и соответственно 12.02 UTC. Здесь пара почти параллельных прямых *1* и *2* (угол между ними не превосходит 1.5°), проведенных через точки e, f и также g, a экстремумов кривой $L(n)$ образует канал [1]. Другая пара не менее параллельных прямых A_1 и A_2 (они проведены через точки a, j и, соответственно, d, m), называемых осевыми линиями [1], также формируют подобный канал. Все такие точки (их назовем направляющими точками (НП)) отбираются из максимумов и минимумов функционала $L(n)$ с помощью алгоритма с весьма жесткими ограничениями. Общее число направляющих точек всегда является ограниченным и на рис. 2 равно 12. Те из них, что не участвуют в построении границ указанных линейных структур, выделены либо красными (точки максимумов), либо зелеными (точки минимумов) прямоугольными контурами. (С целью иллюстрации уровня взаимной параллельности указанных двух пар прямых на рис. 2 приведены прямые линии $1'$ и $2'$, а также A_1' и A_2', параллельные соответствующим «не штрихованным» прямым.)

Как видно из рис. 2, несмотря на малое число НП, через них проходит несколько структур высокой степени детерминированности. Кроме указанных каналов, к числу таких структур относится прямая *3*. Она проведена через НП f и j и при этом с высокой точностью проходит также и через направляющую точку i. Времени завершения

указанных линейных структур (см. [1]) сопоставляются моменты регистрации предвестников приближающейся вспышки. Им на рис. 2 отвечают зеленые и синие утолщенные горизонтальные отрезки, соответствующие интервалам времени от момента регистрации предвестника и до начала первой из двух рассматриваемых вспышек.

На рис. 2 прямые, содержащие границы двух указанных каналов, формируют параллелограмм $abcd$. Моменты окончательного формирования такого рода параллелограммов (в данном случае это происходит в точке d) с высокой вероятностью укладываются в интервал порядка $20 \div 120$ часов перед соответствующей вспышкой X-класса.

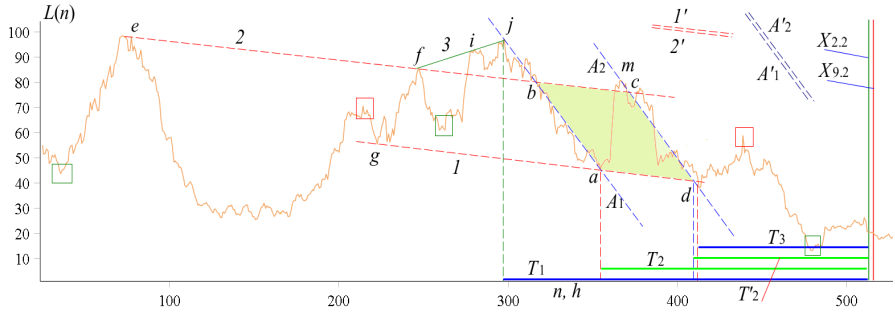


Рис. 2

Выводы

В работе анализируется феномен возникновения линейных структур высокой степени детерминированности для статистического функционала $L(n)$, построенного по статистике измерений интенсивности рентгеновского излучения Солнца и рассматриваемого как функция времени. Показано, что появление подобных линейных структур с большой вероятностью имеет место перед мощными солнечными вспышками класса X. Начало формирования таких объектов, как правило, отстоит на интервал порядка 5–10 суток от момента начала указанных солнечных событий. С учетом статистического и физического смыслов зависимости $L(n)$, возникновение подобных объектов свидетельствует о том, что перед началом солнечных событий X-класса уровень хаоса протекающих процессов начинает изменяться по существенно детерминированным законам.

[1] Volvach A.E., Kogan L.P., Volvach L.N., Yakubovskaya I.V. // Advances in Space Research. 2025 (в печати).

ОБ ЭФФЕКТЕ ЛЕВИ ДЛЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЗАВИСИМОСТИ СЛУЧАЙНОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ПОЛЯ В СЛОЕ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМИ ФЛУКТУАЦИЯМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Л.П. Коган[1)], Т.М. Заборонкова[2, 4)], Г.И Григорьев[3)]

[1)] ННГАСУ
[2)] НГТУ
[3)] НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[4)] ИПФ РАН

Постановка задачи

Исследуется распространение плоской электромагнитной волны через одномерный случайно-неоднородный слой длины L с параметрами слоя, при которых может иметь место процесс блуждания Леви [1, 2]. Рассматривается случай нормального падения волны с напряженностью электрического поля $\boldsymbol{E_0}(x) = \boldsymbol{n}\, E_0 \exp(i\omega t - ikx)$. Диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon(x)$ задается в виде: вне слоя диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon(x) = \varepsilon^{(0)} = const$; внутри слоя $\varepsilon(x) = \varepsilon^{(0)}(1 + \sum_{m=1}^{N} A_m[\mathrm{H}(x - x_m) - \mathrm{H}(x - x_m - S_m)])$, где $H(z)$ – единичная функция Хевисайда, N – общее число неоднородностей прямоугольной формы, x_m – координата начала m-й неоднородности, которой отвечают ширина S_m и амплитуда $|A_m|$ (рис. 1). Считаем, что при всех индексах m $(1 \le m \le N)$ параметры S_m и A_m – независимые случайные величины. При этом ширина неоднородности S_m распределена по Гауссу со средним значениями $< S_m > = S$ и стандартом флуктуаций σ_S, а величина A_m равномерно распределена на интервале $[-\mathcal{A}, \mathcal{A}]$.

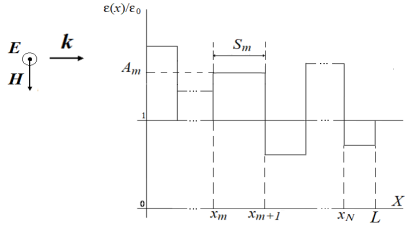


Рис. 1

Аналитическое выражение интенсивности волны для отдельной случайной реализации слоя

В [3] получено в явном виде следующее выражение интенсивности волны внутри слоя для его отдельной реализации (нормированной на интенсивность падающей волны):

$$J(x_m + S_m + 0) = \frac{T_m T_{m-1} \dots T_1 \left[\Lambda_{N,m+1} + \Phi_{N,m+1}(T_{N+1} T_N \dots T_{m+1})^2\right]}{\Lambda_{m,1} - \Phi_{1,m} \Phi_{N,m+1} (T_{N+1} T_N \dots T_1)^2}. \qquad (1)$$

Функции $\Lambda_{m,1}$ и $\Lambda_{N,m+1}$, $\Phi_{m,1}$ и $\Phi_{N,m+1}$ в (1) определяются выражениями

$$\Lambda_{m,1} = 1 + \sum_{n=1}^{m-1} \sum_{j=n}^{m-1} \delta_n \alpha_{j+1}, \; \Lambda_{N,m+1} = 1 + \sum_{n=m+1}^{N-1} \delta_n \left(\sum_{m=n+1}^{N} \alpha_m \right),$$

$\Phi_{m,1} = \sum_{n=1}^{m} \alpha_n$, $\Phi_{N,m+1} = \sum_{n=m+1}^{N} \alpha_n$,

где $\delta_n = -R_n \prod_{s=n+1}^{N} T_s^2$, $n = 1,2, \dots N-1$; $\alpha_n = R_n \prod_{s=n}^{N} T_s^{-2}$, $n = 1,2, \dots N$.

В выражении (1) коэффициенты отражения R_m и прохождения T_m волны (по энергии) от границы неоднородности с номером m записываются в виде

$$R_m = \left| \frac{Z_m^2 - 1}{Z_m^2 + 1 - 2iZ_m \operatorname{ctg} \theta_m} \right|^2, \qquad T_m = 1 - R_m .$$

Здесь $\theta_m = k\, S_m \sqrt{1 + A_m}$, а $Z_m = (1 + A_m)^{-1/2}$ – нормированный (на величину $\left[\mu_0/(\varepsilon_0 \varepsilon^{(0)})\right]^{1/2}$) импеданс неоднородности. Коэффициент $\delta_N = -R_N$.

Формула (1) определяет интенсивность $J(x_m + S_m)$ для отдельной реализации слоя. Выражение (1) справедливо при условии $\left(1 + \frac{MR^2{}_{Max}}{\left(1 - R_{Max}\right)^{2(M+1)}}\right) \ll 1$, а также $\left(\frac{A_m}{2 + A_m}\right)^2 N \leq 1$. Здесь $M = N - m$ номер неоднородности при отсчете от правого конца слоя. На основании указанного условия может быть определено максимальное число N одномерных дискретных возмущений относительной диэлектрической проницаемости и соответствующие этому числу максимально допустимые значения амплитуды A_m отдельных неоднородностей в любой реализации слоя.

Результаты численных расчетов

Расчеты проводились применительно к случаю равномерного распределения величины неоднородностей A_m на интервале $[-\mathcal{A},\ \mathcal{A}]$ при $\mathcal{A} = 0.35$. Все численные результаты соответствуют нулевому значению средней амплитуды $\langle A_m \rangle = 0$ для общего числа неоднородностей в слое $N = 30$. Каждая кривая на рис. 2 и 3 отвечает случайной интенсивности $J(x)$ для одной независимой реализации слоя.

На рис. 2 приведены зависимости интенсивности поля $J(x)$ от координаты *x* внутри слоя при значениях $S = \lambda$ и $\sigma_S = 0.01\lambda$, а на рис. 3 – при $S = 3\lambda$ и $\sigma_S = \lambda$. Кривые *1, 2, 3* (на рис. 2 и рис. 3) отвечают отдельным реализациям слоя. Как следует из анализа зависимостей, представленных на рисунках, во всех случаях имеют место блуждания Леви, где резкие изменения («скачки») интенсивности на относительно коротких интервалах изменения координаты *x* чередуются с существенно более протяженными участками малого изменения интенсивности. Для наглядности, горизонтальными отрезками зеленого цвета (на оси *x*) отмечены квазистабильные зоны для красной кривой *1* (на рис. 2), и для синей кривой *3* (на рис. 3). Общая протяженность таких зон составляет порядка или более половины толщины слоя. Этот факт позволяет прийти к выводу о возможности описания свойств случайной интенсивности J как функции от пространственной координаты x процессами блуждания Леви.

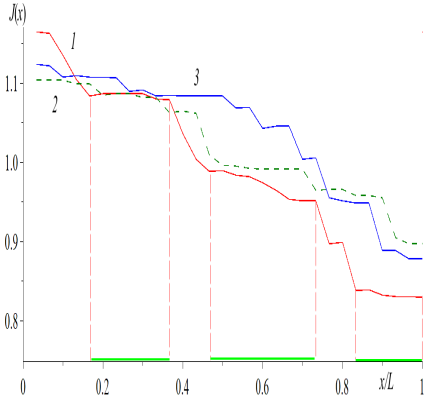


Рис. 2

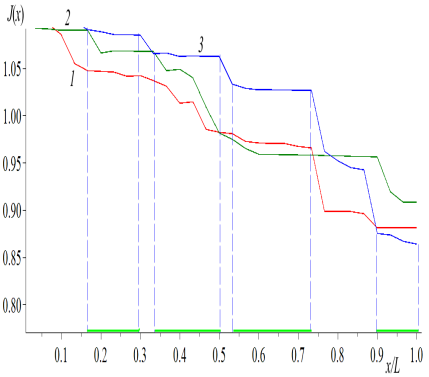


Рис. 3

Выводы

В работе рассмотрено возникновение блужданий Леви для пространственной зависимости интенсивности поля плоской волны, рассеянной на отдельной реализации слоя со случайно-неоднородными возмущениями диэлектрической проницаемости среды при сравнительно больших амплитудах флуктуаций ($|A_m| \lesssim 1$) прямоугольной формы. Показано, что блуждания Леви могут наблюдаться при условии соизмеримости амплитуды возмущений с фоновым значением диэлектрической проницаемости среды.

Работа выполнена при поддержке РНФ (проект № 24-12-00459).

[1] Kincses D., Nagy M. & Csanád M. // Communications Physics. 2025. Vol. 8, Iss.1. P. 1.
[2] Shadrivov I.V., Bliokh K., Bliokh Y.P., and Freilikher V. // Phys.Rev.Letter. 2010. Vol. 104, Iss. 12 :123902.
[3] Humphries N.E., Queiroz N., Dyer J.R.M. et al. // Nature. 2010. Vol. 465, Iss.7301. P. 1066.
[4] Коган Л.П., Заборонкова Т.М., Григорьев Г.И., Вольвач А.Е. // РЭНСИТ. 2025. Т. 17, № 2. С. 135.

АНАЛИЗ ПОГЛОЩЕНИЯ АТМОСФЕРЫ НА ДЛИНЕ ВОЛНЫ 1.35 СМ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ НА РТ-22 ПРАО

А.В. Лапинов[1)], Д.А. Кондратьева[2)], А.К. Киселёв[2)], Н.И Лапин[2)], Е.А. Трофимова[1)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] НГПУ

Обсуждаются результаты детальных измерений прозрачности атмосферы на частоте 22.235 ГГц, проводившихся на РТ-22 Пущинской радиоастрономической обсерватории АКЦ ФИАН с марта 2023 г. по апрель 2025 г. при мониторинге мазеров H_2O. Точное знание поглощения атмосферы наряду с характеристиками используемых инструментов, таких как величина эффективной площади антенны, её зависимость от угла места и ошибки наведения, которые исследовались для РТ-22 нами ранее [1], крайне важны при измерениях потоков космических источников. Среди перечисленных факторов именно поглощение атмосферы является наименее предсказуемым и оказывающим наибольшее влияние на точность радиоастрономических наблюдений. Несмотря на то, что поглощение в земной атмосфере на 22.235 ГГц (длина волны 1.35 см), как и излучение наиболее ярких космических мазеров на этой же частоте, происходит в довольно высоко-возбуждённом вращательном переходе $J_{Ka,Kc} = 6_{1,6} – 5_{2,3}$ орто-состояния молекулы H_2O с энергией уровней ~640 K, именно водяной пар является определяющим радиопрозрачность в данном диапазоне. Типичные зависимости оптической толщины в зените на уровне моря в средних широтах от частоты в длинноволновом мм диапазоне приведены на рис.1. Красная кривая соответствует оптической толщине в летнее время, синяя – в зимнее время.

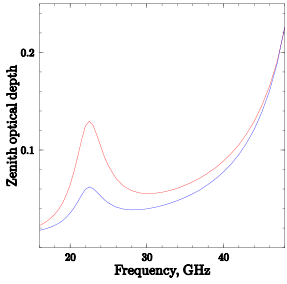


Рис. 1

В то время как подъём поглощения на оси частот справа обусловлен широкой кислородной полосой, состоящей из множества вращательных линий тонкой структуры молекулы O_2, приходящихся на диапазон 50…70 ГГц, и практически зависит лишь от высоты над уровнем моря, величина поглощения вблизи резонансной линии H_2O крайне чувствительна к метеоусловиям и характеру облачности.

В настоящее время теория поглощения радиоволн в земной атмосфере является относительно хорошо изученной (см, например, [2]). Как показано в одной из наших предыдущих работ [3], особенно хорошее согласие между теоретическими расчётами поглощения на основе метеоданных и прямыми измерениями на различных обсерваториях достигается в мм – субмм диапазонах. Что же касается наблюдений в более длинноволновой области, а именно при измерениях на РТ-22 на длинах волн 1.35 см и 8 мм, то здесь в настоящее время коррекция поглощения в атмосфере проводится на основе полуэмпирической методики, изложенной в работе [4]. Последующий анализ этой методики позволил А.М. Толмачёву формализовать данный подход до уравнения, связывающего оптическую толщину в зените с приземной температурой, давлением и влажностью. Именно эта зависимость приведена в [5] и используется на РТ-22. Как нами было обнаружено, оценки поглощения на основе данного подхода несколько расходятся с расчётами, основанными на современной модели атмосферы, использованной нами в [3] и применённой к условиям РТ-22 ПРАО. Так на рис.2 нами приведены результаты расчёта оптической толщины в зените, усреднённые за 12 лет, для различных частотных диапазонов, представляющих интерес для РТ-22 ПРАО.

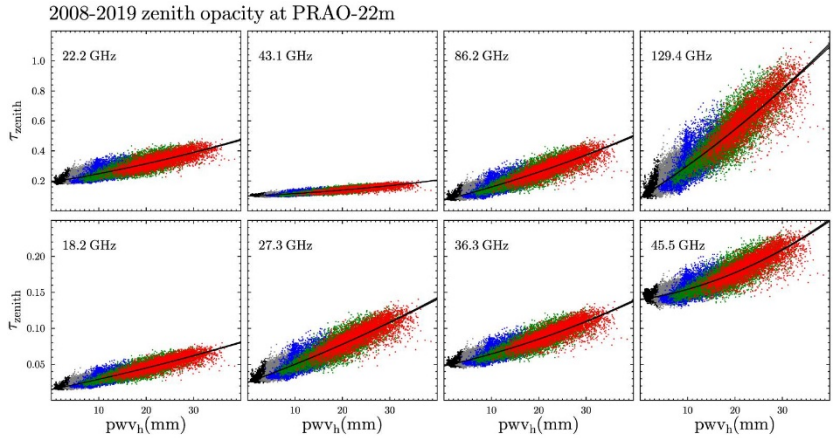


Рис. 2

Разным цветом показаны точки с шагом в 10° С в диапазоне температур от -20 до +30° С в зависимости от интегрального содержания водяного пара в атмосфере в единицах осаждённого столба в мм, pwv. Естественно, что чем выше температура, тем больше значение pwv. Хорошо видно, что рассчитанные значения оптической толщины в зените по методике, описанной в [3], крайне редко опускаются на 22.235 ГГц ниже 0.2 даже в зимнее время. В то же время нами найдено, что значения τ в зените, вычисляемые по формуле А.М. Толмачёва, не достигают 0.2 даже в летнее время.

Для того, чтобы разрешить данное противоречие, мы на протяжении длительного времени с марта 2023 г. по апрель 2025 г. с периодом примерно в один месяц проводили измерения яркостной температуры Луны при разных углах места (метод Бугера), чтобы набрать статистику и корректно учесть поглощение при измерениях мазеров H_2O. Несмотря на то, что применённый метод теоретически можно было использовать непосредственно по измерениям сильных мазерных источников, мы выбрали Луну благодаря целому ряду факторов. Во-первых, в отличие от мазеров, её излучение является неполяризованным и, следовательно, сигнал не зависит от изменения позиционного угла при измерениях. Во-вторых, в силу большой глубины скин-слоя яркостная температура Луны на 22 ГГц крайне слабо зависит от фазы её освещения Солнцем [6]. В-третьих, измеряя Луну мы практически можем забыть о поправках наведения и изменениях доли мощности в основном луче диаграммы направленности по сравнению с соседними лепестками, т. к. всё равно все они смотрят на Луну. К тому же Луна в нашем диапазоне является очень ярким источником и её измерения даже при относительно небольших временах интегрирования характеризуются высоким отношением S/N и являются весьма наглядными.

В качестве примера в таблице ниже приведены результаты сравнения оптической толщины в зените для РТ-22 ПРАО, вычисленные по формуле А.М. Толмачёва на основе метеопараметров непосредственно в ходе измерений, и значений, определённых методом наименьших квадратов по измерениям яркостной температуры Луны за 2024 г. В скобках в третьем столбце указана среднеквадратичная ошибка.

Табл.

Дата	Расчёт τ по формуле А.М. Толмачёва	Определение τ по измерениям Луны	Отношение
22.01.2024	0.049	0.059(1)	1.2
19.03.2024	0.062	0.080(1)	1.3
16.05.2024	0.076	0.170(4)	2.2
07.06.2024	0.138	0.249(5)	1.8
28.08.2024	0.118	0.238(2)	2.0
29.08.2024	0.131	0.237(2)	1.8
30.08.2024	0.117	0.236(3)	2.0
24.09.2024	0.065	0.155(1)	2.4
18.11.2024	0.073	0.114(3)	1.6
18.12.2024	0.046	0.060(1)	1.3

В последнем столбце приведено отношение оптической толщины в зените, полученной нами из аппроксимации данных по Луне к расчёту по формуле А.М. Толмачёва.

В результате большого количества проведённых измерений найдено, что если в зимнее время расчёт поглощения в атмосфере, выполняемый на РТ-22 ПРАО, приблизительно совпадает с прямыми наблюдениями по Луне, хотя всё равно даёт систематически заниженные значения, то в летнее время расчеты по формуле А.М. Толмачёва дают примерно двукратное заниженные величины поглощения в зените. Подобная недооценка оптической толщины может приводить к особенно сильному занижению спектральной плотности измеряемых мазеров на низких углах. В частности, для

источника Sgr B2, кульминирующего в ПРАО на 7° над горизонтом, недооценка оптической толщины во время вспышки 07-06-2024 г. даёт занижение примерно в 2.5 раза.

Т. о. в ходе выполненных измерений нами наглядно показано, что на длине волны 1.35 см ни один из методов оценки оптической толщины в зените, описанных в [3, 5] не даёт правильных результатов. Оценка же поглощения по Луне является значительно более достоверным и наглядным методом, к тому же работающим не только в безоблачную погоду.

Работа выполнена при поддержке госзадания ИПФ РАН (тема FFUF-2024-0028).

[1] Лапинов А.В., Толмачёв А.М., Лапин Н.И., Киселёв А.К., Чалова А.В. // В кн.: Тр. XXIII научн. конф. по радиофизике, посвящённой 100-летию со дня рождения Н.А.Железцова. 13–21 мая 2019 г. / Ред. В.В. Матросов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2019. С. 151.

[2] The International Telecommunication Union Recommendation P.676, "Attenuation by atmospheric gases and related effects," https://www.itu.int/rec/R-REC-P.676/en.

[3] Lapinov A.V., Lapinova S.A., Petrov L.Yu., Ferrusca D. // Proc. SPIE, 11453.

[4] Жевакин С.А., Наумов А.П. // Изв. вузов. Радиофизика. 1967. Т. 10, № 9 –10. С. 1213.

[5] Конникова В.К., Лехт Е.Е., Силантьев Н.А. Практическая радиоастрономия: Учебное пособие – Москва: МГУ, 2011, 303 с.

[6] Köppen J. // Lunar Radio Temperatures DF3GJ, Kiel, Dec 2020, https://portia.astrophysik.uni-kiel.de/~koeppen/JS/LunarTemps.html.

УСТОЙЧИВОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ЧАСТОТНЫХ ГРАНИЦ ЭМПИРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ МНОГОЛУЧЕВОСТИ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

А.О. Щирый

ИЗМИРАН

Введение

Использование узкополосных каналов (порядка 3 кГц), характерных для традиционных систем связи, не позволяет разделять по задержке принимаемые парциальные моды ионосферного распространения коротковолнового (КВ) радиосигнала, и они интерферируют между собой. Интерференция приводит к тому, что ампдитудно-частотная характеристика (АЧХ) линии связи становится изрезанной [1]. Использование широкополосных сигналов позволяет разделить принимаемые моды. В данной работе исследование эффектов многолучевого распространения КВ основано на данных наклонного зондирования ионосферы (НЗИ) широкополосным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом [2-4]. Актуальность исследования эффектов многолучевого распространения КВ обусловлена необходимостью адаптации радиотехнических систем КВ диапазона к условиям распространения. Данная работа посвящена одному обнаруженному в ходе таких исследований факту, который может представлять интерес и с точки зрения радиофизики.

Методика исследований

Результат НЗИ обычно представляется в виде ионограммы, показывающей зависимость амплитуды принятого сигнала от частоты и времени группового запаздывания. Для систематизации результатов исследования эффектов многолучевого распространения КВ в ионосфере в [5] был предложен подход классификации по т.н. эмпирическим моделям многолучевости (ЭММЛ), когда диапазон распространения разбивается на интервалы по числу и типам мод распространения сигнала, а ось частот нормирована относительно максимальной наблюдаемой частоты (МНЧ). Однако в указанной работе [5] не был затронут ряд важных характеристик многолучевости, в том числе из-за ограничений измерительной аппаратуры.

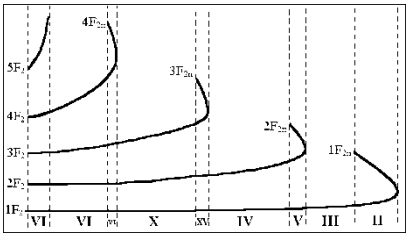


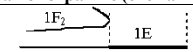
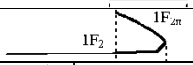
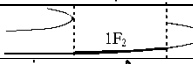
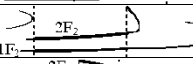
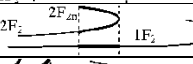
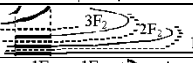
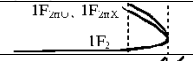
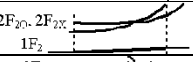
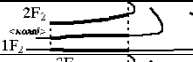
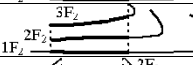
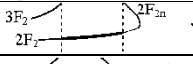
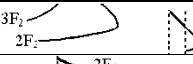
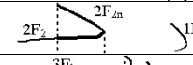
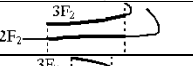
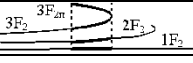
Рис. 1

Нами были обработаны 5500 ионограмм НЗИ среднеширотных радиолиний (в скобках их обозначения) Хабаровск – Йошкар-Ола (2-1), Великобритания – Йошкар-Ола (3-1) и Кипр – Йошкар-Ола (4-1) за 2001-2010 гг. Были решены задачи выявления ЭММЛ (см. табл.1 и рис.1), установление частостей ЭММЛ, а также для наиболее вероятных (частых) ЭММЛ получения различных статистических характеристик [6,7], в том числе о частотных границах (ЧГ) ЭММЛ.

Полученные результаты

В ходе анализа выявлено 15 ЭММЛ (пронумерованы римскими цифрами, см. табл. 1) и установлено [6,7], что наиболее вероятными являются ЭММЛ, образованные следующими модами (в скобках обозначения для двухскачковой 2-1): II – $1F_2$, $1F_{2п}$ ($2F_2$, $2F_{2п}$); IV – $1F_2$, $2F_2$ ($2F_2$, $3F_2$); X – $1F_2$, $2F_2$, $3F_2$ ($2F_2$, $3F_2$, $4F_2$); в названиях мод подстрочными “п” обозначены Педерсеновские моды.

Табл. 1

M	N	Моды для 1-скачковых	Моды для 2-скачковых	Расположение треков мод на ионограмме (схематично)
I	1	1E (1Es)	2E (2Es)	
II	2	$1F_2$, $1F_{2п}$	$2F_2$, $2F_{2п}$	
III	1	$1F_2$	$2F_2$	
IV	2	$1F_2$, $2F_2$	$2F_2$, $3F_2$	
V	3	$1F_2$, $2F_2$, $2F_{2п}$	$2F_2$, $3F_2$, $3F_{2п}$	
VI	3-8	$1F_2$, $2F_2$, $3F_2$, $4F_2$, $4F_{2п}$, 1E, и др.	$2F_2$, $3F_2$, $4F_2$, $5F_2$, $5F_{2п}$, 2E, и др.	
VII	3	$1F_2$, $1F_{2пO}$, $1F_{2пX}$	$2F_2$, $2F_{2пO}$, $2F_{2пX}$	
VIII	3	$1F_2$, $2F_{2O}$, $2F_{2X}$	$2F_2$, $3F_{2O}$, $3F_{2X}$	
IX	3	$1F_2$, комб., $2F_2$	$2F_2$, комб., $3F_2$	
X	3	$1F_2$, $2F_2$, $3F_2$	$2F_2$, $3F_2$, $4F_2$	
XI	1	$2F_2$	$3F_2$	
XII	1	$1F_{2п}$	$2F_{2п}$	
XIII	2	$2F_2$, $2F_{2п}$	$3F_2$, $3F_{2п}$	
XIV	2	$2F_2$, $3F_2$	$3F_2$, $4F_2$	
XV	4	$1F_2$, $2F_2$, $3F_2$, $3F_{2п}$	$2F_2$, $3F_2$, $4F_2$, $4F_{2п}$	

В таблицах 2, 3, 4 приведены статистические данные – математические ожидания M и среднеквадратичные отклонения (СКО) σ – о ЧГ ЭММЛ в относительных частотах, в т.ч. в последних колонках таблиц приведены диапазоны, занимаемые ЭММЛ. Отметим также, что в случаях, когда МНЧ выходила за пределы ионограммы (т.е. была больше конечной частоты зондирования), производилась оценка МНЧ мод, выходящих за пределы ионограммы по МНЧ мод более высоких порядков; это стало возможным благодаря установленной корреляции (равной 0.99) между МНЧ соседних мод [8]. На

рисунках 2 и 3 показаны вариации ЧГ ЭММЛ в течение одних суток для радиолиний 2-1, 3-1.

Табл. 2

Модель	f_0 / МНЧ		f_1 / МНЧ		$M(f_1$ / МНЧ) – $M(f_0$ / МНЧ)
	M	σ	M	σ	
II	0.94	**0.11**	1.00	**0.01**	0.06
III	0.78	**0.16**	0.94	**0.11**	0.16
IV	0.62	**0.09**	0.78	**0.16**	0.16
VI	0.36	**0.06**	0.53	**0.08**	0.17
X	0.54	**0.08**	0.62	**0.09**	0.08

Табл. 3

Модель	f_0 / МНЧ		f_1 / МНЧ		$M(f_1$ / МНЧ) – $M(f_0$ / МНЧ)
	M	σ	M	σ	
II	0.89	**0.09**	0.95	**0.02**	0.06
III	0.74	**0.12**	0.89	**0.09**	0.15
IV	0.51	**0.07**	0.74	**0.12**	0.23
VI	0.31	**0.07**	0.38	**0.05**	0.07
X	0.38	**0.05**	0.51	**0.07**	0.13

Табл. 4

Модель	f_0 / МНЧ		f_1 / МНЧ		$M(f_1$ / МНЧ) – $M(f_0$ / МНЧ)
	M	σ	M	σ	
II	0.76	**0.10**	0.97	**0.04**	0.21
III	0.69	**0.09**	0.76	**0.10**	0.07
IV	0.54	**0.13**	0.66	**0.08**	0.12
VI	0.24	**0.04**	0.43	**0.04**	0.19
X	0.43	**0.04**	0.52	**0.09**	0.09

Малые значения СКО относительных ЧГ для основных ЭММЛ (II, III, IV, VI, X) свидетельствует об их устойчивости. Устойчивы они и в течение суток (см. рис.2). Могут, однако, наблюдаться более сильные вариации вызванные, видимо, возмущениями (см., например, рис. 3).

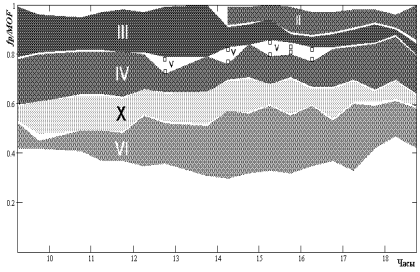


Рис. 2

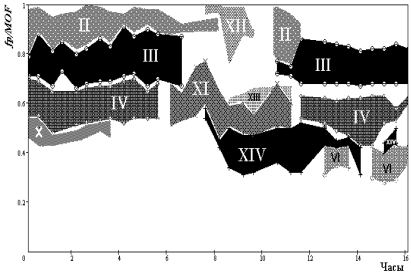


Рис. 3

Сравнительно высокие значения СКО (0.13-0.16) характерны для ЧГ между III и IV ЭММЛ для радиолиний 2-1, 3-1. Этот эффект объясняется тем, что между этими ЭММЛ иногда может существовать относительно редкая ЭММЛ V [7]. Для радиолинии 4-1, где

вероятность ЭММЛ V выше [7], СКО ЧГ между ЭММЛ III и IV вдвое меньше и составляет 0.08 .

Для ЧГ между II и III ЭММЛ характерно также сравнительно высокое СКО (0.09-0.11), что обусловлено сильными вариациями диапазона прохождения верхнего луча $1F_{2п}$, который более чувствителен к ионосферным возмущениям, чем нижний луч $1F_2$. Высокие значения СКО характерно также для ЧГ ЭММЛ V и XV на радиолинии 4-1 (СКО, соответственно, 0.21-0.22 и 0.08-0.12), и ЭММЛ граничащих с ними, что так же объясняется нестабильностью верхних лучей, входящих в ЭММЛ V и XV (это, соответственно, $2F_{2п}$ и $3F_{2п}$).

Заключение

Малые значения СКО найденных относительных частотных границ ЭММЛ свидетельствует об устойчивости этих границ. Указанный факт может представлять интерес для радиофизики. Задачами дальнейших исследований являются его интерпретация и теоретическое обоснование.

[1] Колчев А.А., Щирый А.О., Недопекин А.Е. Математические модели и методики измерения АЧХ многолучевых ионосферных коротковолновых радиолиний: монография / Мар. гос. ун-т. – Йошкар-Ола, 2013. 147 с.
[2] Щирый А.О. // Новые информационные технологии в автоматизированных системах. 2015. № 18. С. 144.
[3] Щирый А.О. // Журнал радиоэлектроники. 2022. № 10. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.10.4
[4] Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирый А.О. // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 12. С. 73.
[5] Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. – М.: Связь, 1975. 232 с.
[6] Щирый А.О. Разработка и моделирование алгоритмов автоматического измерения характеристик ионосферных коротковолновых радиолиний: Автореф. дис. … канд. техн. наук; Санкт-Петербургский гос. ун-т телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. СПб., 2007. 19 с. EDN: QMISDO
[7] Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирый А.О. // Информационные технологии моделирования и управления. 2007. № 1 (35). С. 70.
[8] Щирый А.О. // Информационные системы и технологии. 2023. № 2. С. 31.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ EM-АЛГОРИТМА ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СИГНАЛА НА ИОНОГРАММАХ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

А.О. Щирый

ИЗМИРАН

Введение

По данным радиозондирования ионосферы коротковолновыми (КВ) сигналами можно получить информацию о процессах в ионосферной плазме, о ее структуре и состоянии; эти данные также крайне важны для радиотехнических систем, работающих в КВ диапазоне [1,2]. Важнейшей проблемой при автоматической обработке ионограмм (результатов радиозондирования ионосферы) является выделение треков различных мод радиосигнала [3]. Существующие методы выделения треков не обеспечивают приемлемое качество выделения (особенно для ионограмм наклонного зондирования) по ряду причин [4]. Поэтому, для качественного выделения треков приходится прибегать к полуавтоматическим методам [5]. Таким образом, несмотря на многочисленные попытки (см., например, [6,7]), задача выделения треков по-прежнему остается актуальной.

Первым этапом автоматического выделения треков может быть выделение компонент полезного сигнала («сигнальных пикселей») на ионограмме, без отнесения их к каким-либо трекам. Например, в [8] для решения задачи выделения спектральных компонентов сигнала на ионограмме НЗИ нами был применен метод обнаружения резко выделяющихся значений выборки. Несмотря на работоспособность и практическую полезность алгоритма [8], при низком отношении сигнал/шум его точность может быть недостаточной, что и обуславливает актуальность поисков других алгоритмов выделения компонент полезного сигнала на ионограмме.

Предлагаемый алгоритм обработки

Бурное развитие машинного обучения (теории обучения машин) в последние годы вдохновляет к использованию алгоритмов машинного обучения и для задач обработки ионограмм. Вообще, для задачи выделения треков на ионограммах перспективным видится применение нейросетей (см., например, [4, 9]), однако этот подход требует построения больших обучающих выборок размеченных ионограмм. Возникает соблазн попробовать т.н. алгоритмы «без учителя», т.е. без размеченной обучающей выборки. Заметим, что предпринимавшиеся нами ранее попытки применения простых алгоритмов кластеризации [10] показывают, что такие алгоритмы работоспособны лишь в случае «простых» ионограмм с сильным полезным сигналом (высоким отношением сигнал/шум), к тому же без сосредоточенных помех – наличие которых полностью нарушает работу простых алгоритмов кластеризации. Все эти обстоятельства привели к мысли использования более сложного и универсального EM-алгоритма.

Основная идея EM-алгоритма (Expectation-Maximization algorithm, алгоритм ожидания-максимизации) [11] состоит в итеративном уточнении оценок параметров статистической модели путем поочередной оценки скрытых переменных (E-шаг) и максимизации функции правдоподобия при заданных скрытых переменных (M-шаг). Этот процесс

позволяет находить оценки параметров, когда прямое вычисление невозможно из-за неполноты данных.

Возвращаясь к задаче выделения сигнальных пикселей ионограммы, в терминах EM-алгоритма, наблюдаемыми переменными будут точки ионограммы, а искомыми скрытыми (латентными) переменными – принадлежность точек сигналу [12].

Важной особенностью применения EM-алгоритма является необходимость задания исходной вероятностной модели. То есть, EM-алгоритм – это не универсальный метод извлечения структуры из данных, а скорее способ оптимизации параметров заданной вероятностной модели. Выбор начальных значений может влиять на скорость сходимости и на то, к какому локальному максимуму сойдется алгоритм. Таким образом, выбор подходящей вероятностной модели критически важен для успеха EM-алгоритма: если модель плохо описывает данные, то алгоритм может сойтись к неверному решению или не сойтись вообще. Если нет априорной информации о вероятностной модели, то её можно (и даже нужно) задавать случайно. По аналогии с градиентным спуском с многократным запуском бороться со сходимостью к локальному максимуму также позволяет многократный запуск работы EM-алгоритма.

Предварительные результаты

На рис. 1 и 2 в качестве примера показаны результаты работы EM-алгоритма со случайно заданной вероятностной моделью (рис. 1 – исходная ионограмма, рис. 2 – карта вероятностей нахождения полезного сигнала).

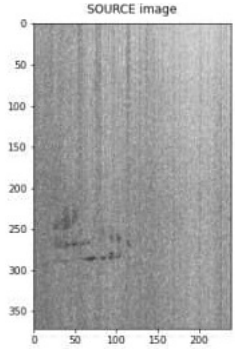


Рис. 1

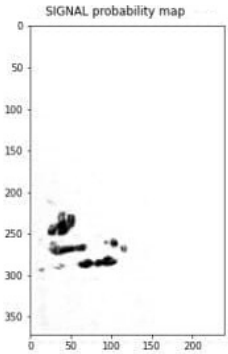


Рис. 2

По представленным рисункам видно, что даже со случайно заданной вероятностной моделью EM-алгоритм неплохо работает на «простых» ионограммах. Многократный запуск и подбор вероятностной модели принятыми в машинном обучении методами перебора гиперпараметров позволят лучше «настроить» алгоритм.

Заключение

Представленные в работе предварительные результаты применения EM-алгоритма демонстрируют его работоспособность и потенциальную перспективность для выделения сигнала на ионограмме. Важнейшими задачами дальнейших исследований является подбор гиперпараметров (исходной вероятностной модели), оценка качества

работы алгоритма (для этого потребуются вручную размеченные «эталоны», в качестве метрики для такой оценки можно ввести меру Жакарда между двумя бинарными масками), а также сравнение с другими методами выделения сигнала на ионограмме.

[1] Филипп Н.Д., Блаунштейн Н.Ш., Ерухимов Л.М., Иванов В.А., Урядов В.П. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере. – Кишинев: Штиинца, 1991. 286 с.
[2] Акимов В.Ф., Калинин Ю.К. Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов. – М.: Техносфера, 2017. 491 с.
[3] Щирый А.О. // Журнал радиоэлектроники. 2022. № 10. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.10.4
[4] Щирый А.О. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2024. Т. 29, № 5. С.55.
[5] Щирый А.О. Разработка и моделирование алгоритмов автоматического измерения характеристик ионосферных коротковолновых радиолиний: Автореф. дис. … канд. техн. наук; Санкт-Петербургский гос. ун-т телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. СПб., 2007. 19 с. EDN: QMISDO
[6] Егошин А.Б. Автоматизированная система адаптивной обработки сигналов со сверхбольшой базой для радиозондирования ионосферных радиолиний. Автореф. дис. … канд. техн. наук. Марийский гос. техн. ун-т. Йошкар-Ола, 2003. 25 с.
[7] Патент РФ №2697433. Цыбуля К.Г. Способ автоматического определения параметров ионосферных слоев по ионограммам. Дата заявки: 26.10.2018. Дата публикации: 14.08.2019.
[8] Колчев А.А., Щирый А.О. // Сборник докладов 12-ой Всеросс. конф. “Математические методы распознавания образов”. – М.: МАКС Пресс, 2005. С. 344.
[9] Долгачева С.А., Макарова Л.Н., Николаев А.В. // Physics of Auroral Phenomena. 2020. Т. 43, № 1. С. 105.
[10] Grachev A., Shiriy A. // SCAKD 2016 – The Second International Workshop on Soft Computing Applications and Knowledge Discovery. July 18, 2016. Proceedings of the Second International Workshop on Soft Computing Applications and Knowledge Discovery. Vol. 1687. CEUR Workshop Proceedings, 2016. P. 87.
[11] Кристофер М. Бишоп. Распознавание образов и машинное обучение: Пер. с англ. – СПб.: ООО "Диалектика", 2020. 960 с.
[12] Заявка № 2023135724 на изобретение. Способ автоматического выделения полезного сигнала на ионограмме радиозондирования ионосферы, основанный на машинном обучении (варианты) / А.О. Щирый; Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн РАН им. Н.В. Пушкова, Москва; Заявл. 26.12.2023.

О ВОЗМУЩЕНИЯХ В F2 ОБЛАСТИ ИОНОСФЕРЫ, ВЫЗВАННЫХ ГАММА ВСПЛЕСКАМИ

О.А. Шейнер[1)], Ф.И. Выборнов[1, 2)]

[1)] НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского,
[2)] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Введение

О том, что гамма-всплески могут вызывать ионосферные возмущения, впервые сообщили в 1988 году по результатам наблюдений гамма-всплеска 1 августа 1983 года [1]. Измеренное объемное воздействие на ионосферу представляло собой изменение амплитуды радиосигналов очень низкой частоты, что является доказательством возмущения, вызванного в нижней части ионосферы этим очень энергичным внесолнечным событием. Во время космических гамма-всплесков интенсивный поток фотонов высокой энергии может аномально ионизировать нижнюю часть ионосферы, вызывая значительное увеличение плотности свободных электронов. Как следствие, концентрация электронов растет, что приводит к изменению проводимости ионосферы.

Хотя специализированные спутники регистрировали в среднем более одного гамма-всплеска в день за последнее десятилетие, интенсивные ионосферные реакции наблюдались редко. Фактически, лишь в нескольких статьях сообщается об обнаружении ионосферных возмущений, вызванных событиями гамма-всплесков, всегда в нижней части ионосферы.

Интенсивность возмущения, а также его пространственная протяженность могут быть определены путем анализа уровня увеличения ионизации. Эти результаты дают нам представление о связи между гамма-лучами и ионизированным слоем атмосферы Земли.

В данном сообщении рассмотрены возможные отклики ионосферы на гамма-всплески, зарегистрированные 27 декабря 2004 г. и 22 октября 2022 г.

Данные и Метод

В исследовании используются данные вертикального зондирования ионосферы, полученные из регулярных наблюдений на различных ионосферных станциях. В качестве параметра ионосферы рассматривается поведение во времени критической частоты f0F2 ионосферы.

Как было показано в [2], для повышения точности предпочтительно анализировать поведение во времени величин отклонения измеренных значений частот от их средних значений по предложенной методике для исследования возмущений критической частоты ионосферного слоя F2 (f0F2).

При регулярных наблюдениях регистрация ионограмм обеспечивает непрерывную временную запись критических частот в течение дня. Каждое измеренное значение отмечается как f0jk, где j – номер точки в течение дня, k – номер дня в месяце. Девиация критических частот ионосферы рассчитывается как $\Delta f_{0jk} = f_{0jk} - \overline{f_{0j}}$, где $\overline{f_{0j}} = \sum_{k=1}^{N} f_{0jk}/N$, а N – количество дней в месяце.

Дифференциальный параметр, предлагаемый нами для исследования данных вертикального зондирования ионосферы, позволяет повысить чувствительность и устранить стационарные зависимости (например, исключить суточное поведение).

Результаты

Сильная вспышка гамма-излучения 27.12.2004 от магнетара SGR 1806-20 достигла Земли 27 декабря 2004 г. в 21:30:26.5 UT по данным спутника Geotail. Импульс гамма-излучения воздействовал на ионосферу Земли, эпицентр ионосферного возмущения находился в Тихом океане (146.2°W и 20.4°S).

Исследования о влиянии данного всплеска на электромагнитное поле Земли и ионосферу на основе наземных наблюдений в сверхнизкочастотном (СНЧ) и в сверхдлинноволновом (СДВ) диапазонах показали, что на шести станциях в различных частях Земного шара во время гамма-вспышки был обнаружен сигнал в несколько раз превосходящий амплитуду обычного шумановского резонанса, а изменение ионизации ионосферы вызвало возмущения в СДВ/ДВ сигналах. Однако возмущения наблюдались не на всех трассах.

Нами рассматриваются данные вертикального зондирования ионосферы на станциях Kokubunji, Wakkanai, Jicamarca и Gakona, наиболее близко расположенных к эпицентру и наблюдавших ионосферу в это время (координаты приведены в табл. 1). Взаимное расположение станций и центр возмущения ионосферы показаны на рис.1.

Табл. 1

Станция ВЗ	*Координаты*
Kokubunji	35.42°N, 139.29°E
Wakkanai	45.23°N, 141.41°E
Gakona	62.38 N, 215.0 E
Jicamarca	-12.0 N, 283.2E

Рис. 1

Данные вертикального зондирования ионосферы на всех четырех станциях нестабильны. Поэтому после применения предложенного метода обработки не удалось корректно представить их в виде частотно-временной диаграммы. Ниже приводим сопоставление временных профилей f0F2 за 27-28 декабря 2004г. до и после регистрации гамма-всплеска (см. рис.2). Вертикальная линия обозначает время регистрации гамма-всплеска 27.12.2004 в 21:30 UT.

Как видно из рисунка, только увеличение f0F2, отмеченное на станции Gakona, возможно, и есть отклик на гамма-вспышку, что соответствует выводам наблюдений на станции Палмер (Антарктида) о продолжающейся в течение более 1 часа повышенной проводимости, вызванной началом данного гамма-всплеска.

9 октября 2022 года в 13:21 UT очень яркий и продолжительный гамма-всплеск вызвал срабатывание многих космических обсерваторий рентгеновского и гамма-излучения (Swift, Fermi, MAXI, AGILE и INTEGRAL), наблюдался большинством действующих телескопов и на Земле. Согласно [3] максимум гамма-излучения находился над

Индией, а поток фотонов гамма-вспышки освещал Европу, Африку, Азию и часть Австралии.

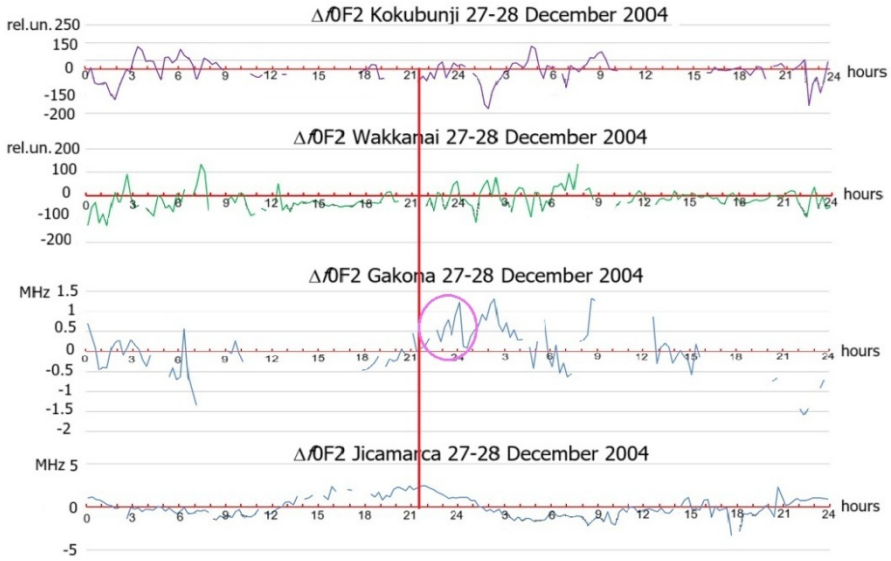


Рис. 2

Координаты пунктов наблюдений за ионосферой приведены в табл. 2, расположение их цифрами схематично обозначено на рис. 3. Выбор станций был обусловлен тем, насколько координаты пунктов наблюдений ионосферы соответствуют сектору анализа полного электронного содержания (ПЭС), проведенного авторами [3]. Для сравнения нами проанализированы также данные наблюдений ионосферы в Васильсурске (координаты 56.1 N, 46.1 E, номер 8 на схеме).

Табл. 2

	Станция ВЗ	*Координаты*
1	Juliusruh	54.6 N, 13.4 E
2	Pruhonice	50.0 N, 14.6 E
3	Sopron	47.6 N, 16.7 E
4	San Vito	40.6 N, 17.8 E
5	Athens	38.0 N, 23.5 E
6	Gibilmanna	37.9 N, 14.0 E
7	Nicosia	35.0 N, 33.1 E

Рис. 3

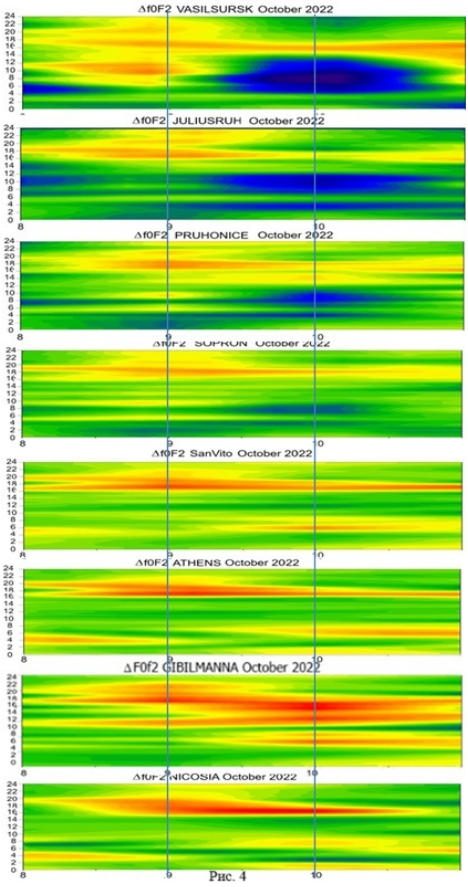


Рис. 4

На рис. 4 приведены девиации критической частоты (Δ*f*0F2) на используемых пунктах в интервале 3 дня (8-10 октября), диапазон частот (-2; +2) МГц. Для удобства восприятия на рисунок нанесены вертикальные линии, показывающие границы дня.

Как видно из рис. 4, 9 октября наблюдается увеличение девиации (желтый цвет), т.е. увеличение концентрации в ионосфере, по сравнению с 8 октября на станциях Nicosia, Gibilmanna, Athens и SanVito, что соответствует результатам исследований ПЭС. В то же время, на остальных станциях увеличение концентрации смещено на 8 октября, и наоборот, 9 октября наблюдается уменьшение концентрации (синий цвет), постепенно увеличивающееся со станции Sopron до Васильсурска.

Таким образом, можно утверждать, что наблюдаемое увеличение концентрации 9.10.2022 подтверждает ионизирующий эффект интенсивного гамма-всплеска, зарегистрированный приемниками Глобальной навигационной спутниковой системы в районе Средиземноморья [3].

Заключение

На основании анализа данных вертикального зондирования ионосферы (*f*0F2), полученных из регулярных наблюдений на нескольких мировых станциях в период регистрации мощных гамма-всплесков 27.12.2004 и 09.10.2022, показано: наблюдаемые ионосферные возмущения в большинстве случаев коррелируют с зарегистрированными гамма-всплесками.

Работа выполнена в рамках Государственного задания, проект FSWR-2023-0038.

[1] Fishman G.J., Inan U.S. // Nature. 1988. Vol. 331. P. 418.
[2] Sheiner O., Rakhlin A., Fridman V., Vybornov F. // Adv.Sp.Res. 2020. Vol. 66, No. 6. P. 1415.
[3] Piersanti M., Ubertini P., Battiston R. et al.. // Nature Communications. 2023. Vol. 14, Article number: 7013.

РАДИОДИАГНОСТИКА ПАРАМЕТРОВ СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК 20 ЯНВАРЯ 2022 ГОДА И 16 ИЮЛЯ 2023 ГОДА С УЧЕТОМ ВОЗМОЖНОГО АНИЗОТРОПНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОНОВ

Д.А. Смирнов[1, 2], В.Ф. Мельников[1, 2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ГАО РАН

Введение

Данная работа посвящена фитированию микроволновых спектров из вспышечных областей Солнца. В качестве предмета изучения были выбраны вспышки, произошедшие 20 января 2022 года и 16 июля 2023 года. Радиодиагностика данных событий уже проводилась в работе [1], но она осуществлялась в предположении изотропного питч-углового распределения излучающих электронов. Однако, данный подход может давать значительные ошибки при восстановлении параметров, если реальное распределение электронов по питч-углам имеет некоторую анизотропию. Поэтому целью работы является нахождение возможных погрешностей в оценках магнитного поля и параметров ускоренных электронов, возникающих при фитировании микроволновых спектров излучения из вспышечных областей Солнца в предположении как изотропного, так и анизотропного распределения электронов, а также проведение радиодиагностики с учетом возможной анизотропии и сравнение полученных результатов с имеющимися [1].

Нахождение возможных погрешностей

Для решения данной задачи производилось восстановление модельных спектров с известными параметрами с использованием алгоритма, подробно описанного в работе [1], и последующие оценки погрешности восстановления этих параметров.

Табл. 1

№ модели	n_0, см$^{-3}$	B, Гс	θ, град	$n_b(E > 0.1$МэВ), см$^{-3}$	E_{break}, МэВ	δ_1	δ_2	α_0		
Модель №1	1e10	350	85	2.2e5	0.3	4	8	0	30	90
Модель №2	5e10	200	65	7.2e5	0.5	3	5			

Анализ проводился с использованием двух модельных радиоисточников с разными заданными параметрами, включая параметры, описывающие питч-угловые распределения электронов (см. табл. 1). Во второй модели, по сравнению с первой, было значительно (в ~ 9 раз) увеличено отношение электронной концентрации плазмы к напряженности магнитного поля для усиления эффекта Разина и оценки его роли при проведении диагностики. Питч-угловое распределение электронов задавалось анизотропным в виде гауссова пучка:

$$g(\mu) = A \cdot exp\left[-\frac{(\mu - \mu_0)^2}{\Delta\mu^2}\right], \quad (1)$$

где $\mu_0 = cos\,\alpha_0$, угол между направлением скорости электронов в максимуме распределения по питч-углам и магнитным полем α_0 принимался равным 0, 30 и 90 градусов, $\Delta\mu$ – ширина пучка, была принята равной 0.2 (примеры распределений с различными параметрами представлены на рис. 1)

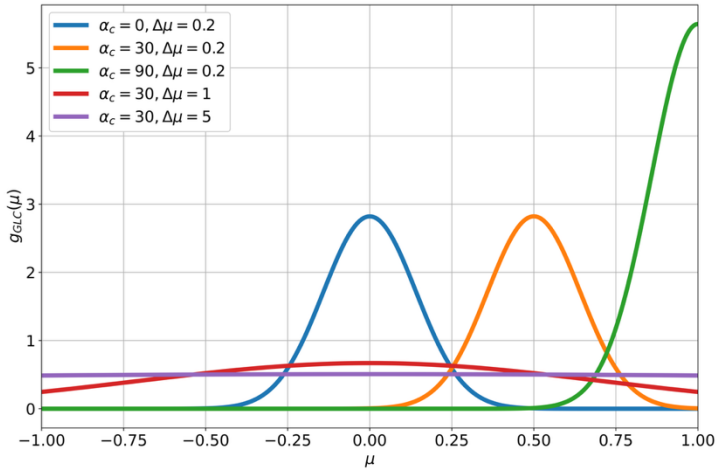


Рис. 1

В результате анализа установлено, что диагностика в предположении существования анизотропности потоков электронов обеспечивает более точное восстановление параметров по сравнению с изотропным, особенно при значительной продольной анизотропии, принятой в модели (см. табл. 2). Также установлен эффект занижения восстановленного (в предположении изотропии) значения магнитного поля при возрастании продольной анизотропии, максимальное относительное отклонение восстановленного параметра от модельного составило более 90%. Это может быть причиной явления уменьшения магнитного поля во время вспышки, обнаруженного в работе [2], где диагностика проводилась именно в предположении изотропного источника, без учёта возможной продольной анизотропии питч-углового распределения электронов, генерирующих гиросинхротронное излучение.

Табл. 2

Модель/приближение	α_c	$\Delta B\ /\ B_m$, %
Модель № 1 - изотропное	0	- 40.7
	30	- 34.4
	90	+ 8.3
Модель № 1 - анизотропное	0	- 0.02
	30	+ 13.6
	90	- 0.07
Модель № 2 - изотропное	0	- 90.3
	30	- 75.1
	90	+ 0.9
Модель № 2 - анизотропное	0	- 9.2
	30	+ 3.7
	90	+ 5.2

Анализ вспышечных событий

Была произведена повторная радиодиагностика вспышечных событий 20 января 2022 года и 16 июля 2023 года, но уже в предположении возможной анизотропии излучающих электронов. Сравнительные графики эволюции значений магнитного поля, полученные в работе [1] и в данном исследовании, приведены на рис. 2 и рис. 3.

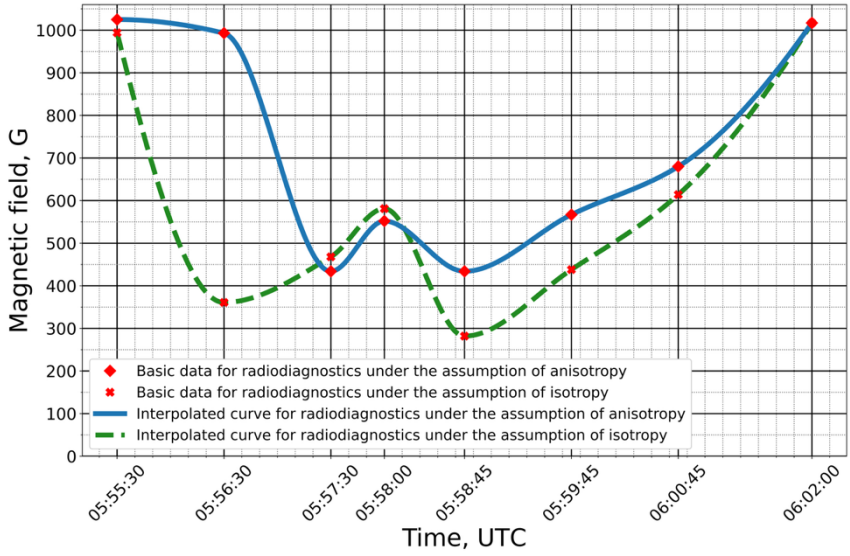


Рис. 2

При анализе установлено, что в исследуемых вспышках для большинства моментов времени действительно присутствует определенная степень анизотропии излучающих электронов. При этом между результатами восстановления параметров в предположении изотропии и с учетом возможной анизотропии можно увидеть разницу, хотя характер эволюции параметров в целом аналогичен. Однако присутствуют моменты времени, где различия в поведении параметров значительны, по большей части это относится к значению магнитного поля и угла между направлением поля и лучом зрения.

Для вспышки 20 января 2022 года наибольшая разница для значений магнитного поля, полученных в предположении изотропии и анизотропии достигается в момент времени 05:56:30 (см. рис. 2), для вспышки 16 июля 2023 года – в моменты времени 08:25:45 и 08:26:00 (см. рис. 3). Для этих временных отсечек в ходе повторной диагностики было определено довольно низкое значение параметров μ и α_c, что говорит о высокой степени продольной анизотропии в эти моменты времени. В обоих случаях значение величины, полученное в приближении анизотропии, больше, чем полученное в приближении изотропии, вплоть до нескольких раз. Данный факт соотносится с

результатами анализа погрешностей восстановления параметров, где был установлен эффект занижения восстановленного значения магнитного поля при возрастании продольной анизотропии, и демонстрирует необходимость использования такого подхода в будущих исследованиях.

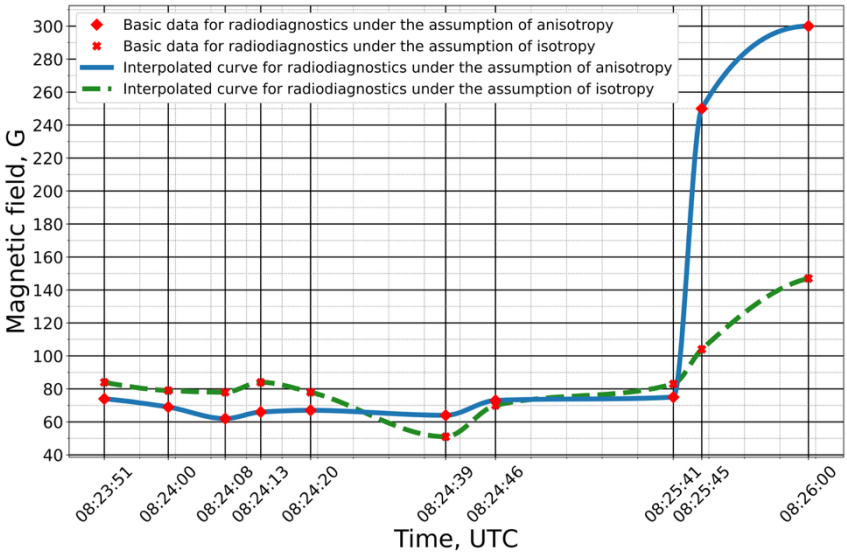


Рис. 3

Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 25-12-68052.

[1] Смирнов Д.А., Мельников В.Ф. // Солнечно-земная физика. 2024. Т. 10, № 3. С. 27. DOI: 10.12737/szf-103202404.
[2] Fleishman G.D., Nita G.M., Chen B. et al. // Nature. 2022. Vol. 606. P. 674.

ОЦЕНКИ КИНЕТИЧЕСКОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ГАЗА В ОБЛАСТИ ЗВЕЗДООБРАЗОВАНИЯ S255IR ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ЛИНИЯМ МОЛЕКУЛЫ CH_3CN.

И.А. Зайчикова[1, 2)], И.И. Зинченко[1, 2)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Молодые звёзды большой массы могут испытывать процессы аккреции. Эти процессы в свою очередь существенно влияют на эволюцию звезды, структуру окружающего её протопланетного диска и его химический состав. Аккреционные события приводят к увеличению массы, температуры и светимости объекта. Индикаторами таких событий могут служить необычные вспышки метанольных мазеров. В объекте S255IR несколько лет назад была зарегистрирована вспышка светимости, обусловленная событием эпизодической аккреции, и были обнаружены новые субмиллиметровые мазерные линии метанола, не предсказанные существующими моделями.

В работе выполнен анализ данных наблюдений области образования массивных звезд S255IR в линиях серии J = 19-18 молекулы CH_3CN на антенной решетке ALMA в диапазоне длин волн 0.9 мм. Методом вращательных диаграмм были получены оценки вращательной температуры и лучевой концентрации CH_3CN в различных областях S255IR: там, где наблюдается субмиллиметровое мазерное излучение метанола, там, где оно отсутствует, и в сгустке SMA2.

Спектр молекулы CH_3CN

Молекула ацетонитрила CH_3CN – нелинейная молекула типа симметричного волчка, вследствие чего является хорошим индикатором температуры.

Если движение в молекулах рассматривать отдельно, то есть движение электронов, колебательные движения ядер и вращательные движения молекулы как целого, то полную энергию молекул можно представить как сумму энергий этих движений, при этом будет выполняться соотношение между энергиями: $E_{\text{эл}} \gg E_{\text{кол}} \gg E_{\text{вращ}}$.

Температура облаков межзвездного газа, как правило, низкая, поэтому наблюдаются в основном переходы между вращательными уровнями молекул с низкой энергией возбуждения. То есть, наблюдаются вращательные спектры молекул, которые лежат в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн.

Для нелинейных молекул вращательному движению соответствуют три степени свободы, поэтому в зависимости от соотношения между величинами моментов инерции I_x, I_y, I_z относительно осей, связанных с молекулой, возможны несколько случаев квантования энергии. В молекуле типа симметричного волчка, у которой два из трех моментов инерции равны, можно разделить колебательное и вращательное движения. Выражение для энергии вращательных уровней такой молекулы будет иметь вид:

$$E_{JK} = \frac{\hbar^2}{2I_y} J(J+1) + \left(\frac{\hbar^2}{2I_z} - \frac{\hbar^2}{2I_y}\right) K^2, \qquad (1)$$

где J – вращательное квантовое число, K – квантовое число проекции момента импульса на ось симметрии молекулы. Для таких молекул существуют следующие правила отбора для квантовых чисел: обычное правило для вращательного квантового числа $\Delta J = \pm 1$, и для проекции момента импульса на ось симметрии молекулой, $\Delta K = 0$. Так как $\Delta K = 0$, то запрещены радиационные переходы между различными «*K*-лесенками». Переходы между ними могут быть только за счет соударений, а скорость переходов за счет соударений определяется, в том числе, температурой. Таким образом, распределение по уровням выстраивается в соответствии с температурой газа, поэтому молекула является хорошим индикатором температуры.

Метод вращательных диаграмм для оценок температуры

Населенности вращательных энергетических уровней имеют значения как при локальном термодинамическом равновесии, то есть их можно описать с помощью формулы Больцмана. Чтобы получить общее число молекул на луче зрения, необходимо соотнести уравнение для числа молекул на одном энергетическом уровне с числом молекул во всех энергетических состояниях:

$$\frac{N_{\text{tot}}}{N_u} = \frac{Q_{\text{rot}}}{g_u} \exp\left(\frac{E_u}{kT_{ex}}\right). \quad (2)$$

Решая уравнение переноса излучения и считая, что среда оптически тонкая, можно получить выражение для полной концентрации молекул на луче зрения:

$$\frac{3k \int T_A \, dV}{8\pi^3 \nu S \mu^2} = \frac{N_{\text{tot}}}{Z} g_I g_K \cdot \exp\left(-\frac{E_u}{kT}\right). \quad (3)$$

Прологарифмировав это выражение, получим следующее уравнение:

$$\ln\left(\frac{\int T_A \, dV}{g_I g_K (J^2 - K^2)}\right) = -\frac{E_u}{kT} - \ln\left(\frac{3kJZ}{8\pi^3 \nu \mu^2 N_{\text{tot}}}\right). \quad (4)$$

График зависимости значения логарифма в левой части уравнения от энергии называется вращательной диаграммой. Если аппроксимировать полученную зависимость прямой, то кинетическая температура может быть найдена как обратная величина тангенса угла наклона этой прямой. Оценить концентрацию молекул на луче зрения можно как значение в точке пересечения оси ординат и проведенной прямой.

Также, можно учесть оптическую толщину следующим образом:

$$ln\left(\frac{\int T_A \, dV}{g_I g_K (J^2 - K^2)}\right) = -\frac{E_u}{kT} - ln\left(\frac{3kJZ}{8\pi^3 \nu \mu^2 N_{\text{tot}}}\right) - \ ln\, C_\tau \,, \quad (5)$$

где $C_\tau = \frac{\tau}{1 - e^{-\tau}}$ – коэффициент поправки на оптическую толщину.

Таким образом, вращательная диаграмма используется для определения «вращательной температуры», которая определяет распределение населенностей по уровням в случае локального термодинамического равновесия и близка к кинетической температуре газа.

Оценки температуры S255IR и SMA2

По данным наблюдений S255IR на антенной решетке ALMA на длине волны 0.9 мм был выполнен анализ спектра, идентификация линий молекулы CH_3CN, соответствующих переходу J = 19-18 и построение вращательных диаграмм. На рис.1 изображен источник и отмечены области, где выполнялись оценки температуры. Области, отмеченные цифрами 1 и 2 – области с мазерным излучением, область 3 – без мазерного излучения. В области 4 линии CH_3CN слабые, поэтому в этой области оценку получить не удалось. Также были получены оценки для плотного сгустка SMA2. Алгоритм для обработки спектра, построения вращательных диаграмм и оценки оптической толщины был написан на языке Python.

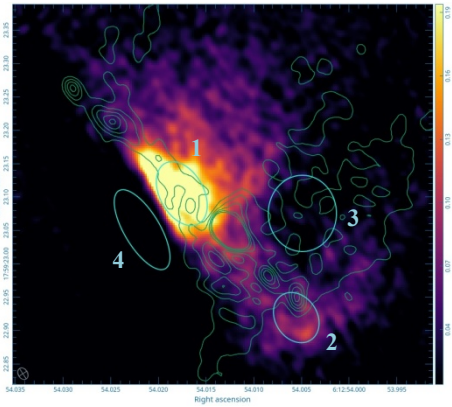


Рис. 1

Примеры оценок кинетической температуры и лучевой концентрации без учета и с учетом поправки на оптическую толщину представлены на рис. 2 для области 1 (слева – без учета, справа – с учетом). Результаты оценок для областей 2, 3 и для SMA2 представлены на рис. 3-5.

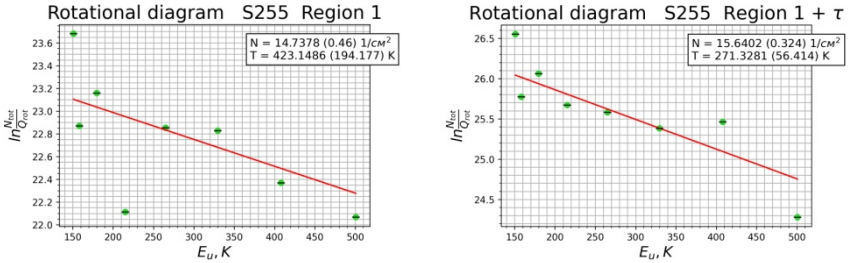


Рис. 2

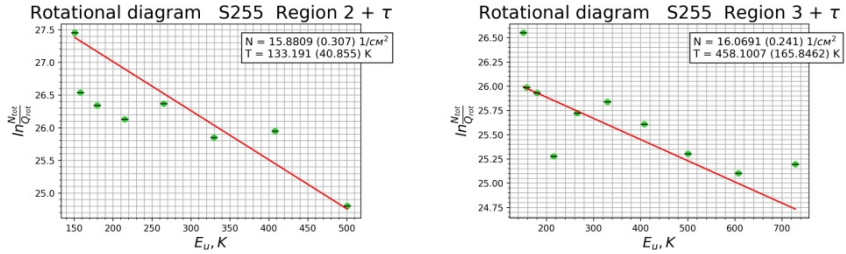


Рис. 3 Рис. 4

Выводы

Использование спектральных линий молекулы CH_3CN является эффективным методом для оценки температуры газа в области звездообразования.

Данный метод оценки кинетической температуры газа с помощью молекулы CH_3CN в сочетании с другими методами полезен для более глубокого анализа процессов, происходящих в межзвездных облаках.

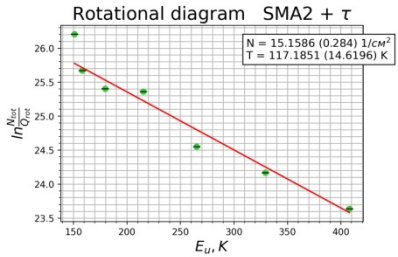


Рис. 5

Полученные оценки в целом согласуются с оценками, полученными ранее по метанолу (CH_3OH) [1]. С учетом погрешностей, значимой разницы между областями с мазерным излучением и областями без мазерного излучения нет, что согласуется и с оценками по метанолу.

Оценки, полученные для SMA2, могут указывать на то, что там образуется горячее ядро, которое обычно наблюдается вокруг протозвезд большой массы (больше $8M_\odot$), хотя прежние оценки для SMA2 показывали массу только в несколько масс Солнца.

Работа поддержана грантом РНФ 24-12-00153.

[1] Салий С.В., частное сообщение.
[2] Zinchenko I., Liu S.-Y., Su Y.-N., Wang K.-S., Wang Y. // The Astrophysical Journal. Vol. 889. No. 1. DOI 10.3847/1538-4357/.

ВЕРТИКАЛЬНЫЕ ДВИЖЕНИЯ ПЛАЗМЫ В НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЕ ЗЕМЛИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИЗМЕРЕНИЙ НА СТЕНДЕ СУРА

И.Н. Жемяков, Н.В. Бахметьева, Г.И. Григорьев, Е.Е. Калинина, А.А. Лисов

НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

До сих пор наименее изученными остаются вертикальные движения плазмы и нейтральной компоненты на высотах нижней термосферы и мезосферы. При этом вертикальные движения являются одним из важных механизмов влияния на состав атмосферы и электродинамические процессы [1]. Для данной высотной области плазма является пассивной примесью, которая переносится потоком нейтрального газа со скоростью нейтральной среды.

Большинство методов исследования вертикальной динамики не позволяют получить сведения о скорости в большом высотном интервале, в отличии от метода создания искусственных периодических неоднородностей (ИПН). В данной работе проведен анализ новых экспериментальных данных, полученных методом создания ИПН во время захода и восхода Солнца в 2024 году, а также обсуждается вклад вертикальных движений в динамику нейтральной атмосферы.

Скорость вертикального движения плазмы во время захода и восхода Солнца

Метод ИПН основан на создании искусственных периодических неоднородностей в ионосферной плазме при воздействии на нее мощным коротковолновым радиоизлучением. В области Е разрушение (релаксация) неоднородностей происходит под действием амбиполярной диффузии [2]. На стадии релаксации неоднородностей проводится зондирование ИПН пробными радиоволнами и измеряется амплитуда и фаза рассеянного сигнала, при этом можно получить сведения о большом числе ионосферных и атмосферных параметров: скоростях вертикальных и турбулентных движений, электронной концентрации, температуре и плотности нейтральной атмосферы. По изменению фазы φ во времени определяется скорость вертикального движения плазмы:

$$V = \frac{\lambda}{4\pi}\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\mathrm{c}}{4\pi f n}\frac{d\varphi}{dt}, \qquad (1)$$

где f и λ – частота и длина мощной и пробной радиоволн; n – показатель преломления, c – скорость света. Непосредственное измерение фазы сигнала, рассеянного неоднородностями, позволяет определять скорость вертикального движения с большой точностью. В [2] показано, что при обычных ионосферных условиях погрешность определения скорости не должна превышать 0,05 м/с.

На высотах мезосферы и нижней термосферы метод ИПН позволяет с высокой точностью исследовать как короткопериодные изменения параметров среды, так и более долговременные вариации. В 2024 году в экспериментах 23–25 сентября были проведены измерения методом ИПН во время захода и восхода Солнца, в нестационарных условиях. Во время захода Солнца на графиках зависимости скорости от времени на трех действующих высотах Е-области (рис. 1) до 18:00 наблюдаются вариации скорости от –6 до +6 м/с и постоянная смена направления движения. Также наблюдаются

волновые вариации с периодом от 15 минут до трех часов. Изменения вертикальной скорости во времени обусловлены наличием в нижней ионосфере волновых процессов, включая внутренние гравитационные волны [3, 4]. Отметим высокую корреляцию временных вариаций скорости на высотах 100 и 112 км (коэффициент корреляции 0,4) и низкую корреляцию их с вариациями скорости на высоте 100 км (коэффициент корреляции 0,19).

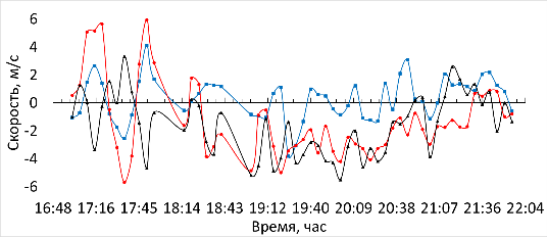


Рис. 1. Зависимость вертикальной скорости от времени на трех действующих высотах 23 сентября 2024 года: 100 км (синие точки) 105 км (красные точки) и 112 км (черные точки) во время захода Солнца

В эксперименте во время восхода Солнца (рис. 2) наблюдались вариации скорости от –4 до +4 м/с с увеличением до –6/+8 при прохождении терминатора около 07:00 LT. Коэффициент корреляции временных вариаций скорости на высотах 105 и 112 км имеет значение около 0,6, при этом коэффициент корреляции вариаций скорости на высотах 100 и 105 км, а также 100 и 112 достаточно низкий, около 0,26.

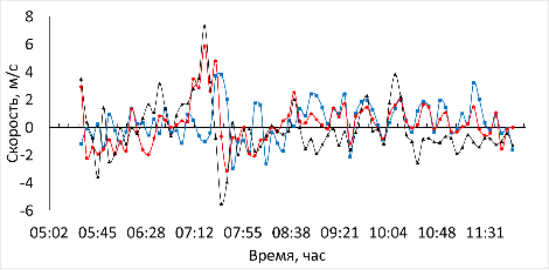


Рис. 1. Зависимость вертикальной скорости от времени на трех действующих высотах 24 сентября 2024 года: 100 км (синие точки) 105 км (красные точки) и 112 км (черные точки) во время восхода Солнца

Вариации температуры нейтральной компоненты

Изменение свойств атмосферы напрямую зависит от химических реакций, происходящих в ней, а теплообмен, важную роль в котором играют вертикальные движения, напрямую влияет на скорость химических реакций. На высотах области Е справедлив диффузионный механизм релаксации неоднородностей т.е. время их релаксации пропорционально температуре и возможно определить температуру методом ИПН. Методика определения температуры подробно изложена в [2]. На графике представлены

зависимости температуры от времени на трех высотах в Е–области для 24 сентября 2024 года (рис. 3), наблюдаются вариации с периодами от 15 до 3–х часов, при этом температура изменялась от 60–70 К до 300 К. Отметим, что после восхода Солнца наблюдался постепенный рост температуры на 50–100 К.

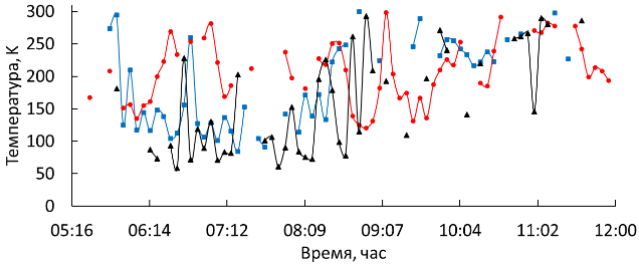


Рис. 3. Зависимость температуры от времени на трех истинных высотах Е–области 24 сентября 2024 года: 100 км (синие точки), 105 км (красные точки) и 112 км (черные точки)

В экспериментах с помощью метода ИПН были получены разнообразные высотные профили температуры: плавные, с наличием минимума и максимума, а также профили с нерегулярным изменением температуры с высотой. Интервал изменения температуры – от 60 К до 300 К. В основном профили определялись на высотах 90–115 км. Иногда наблюдалась корреляция профилей температуры и вертикальной скорости (рис. 4), при этом одним из факторов влияния на корреляцию могут быть конвективные потоки или изменение уровня турбопаузы.

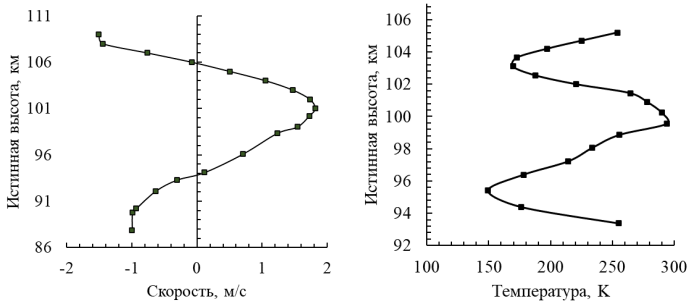


Рис. 4. Высотные профили скорости вертикального движения плазмы (левая панель) и температуры нейтральной атмосферы (правая панель), усредненные по интервалу времени 15 минут, за 24 сентября 2024 года.

Выводы

В результате анализа динамики нижней ионосферы по данным измерений скорости вертикального движения плазмы и температуры нейтральной компоненты,

выполненных методом ИПН на стенде СУРА в нестационарных условиях в сентябре 2024 г., возможно сформулировать следующие выводы.

1. Изменения вертикальной скорости происходили с периодами 15, 30 и 60 минут, а также с долгопериодными колебаниями (2-3 часа), характерными для внутренних гравитационных волн. Наблюдались быстрые вариации скорости по величине и направлению на высотах D–области.

2. Вертикальная скорость имела переменное направление: её значения изменялись в диапазоне от –10 м/с (движение вверх) до +10 м/с (движение вниз), при этом усредненные за 5-ти минутный интервал времени значения скорости составляли от –4 до +4 м/с.

3. В периоды восхода и захода Солнца в части экспериментов получен коэффициент корреляции более 0,4 между вариациями вертикальной скорости плазмы и температуры нейтральной компоненты.

4. Фактором влияния на корреляцию могут быть конвективные потоки сверху и снизу, которые могут накладываться на волновые вариации скорости и искажать их. Так же, изменение со временем уровня турбопаузы может приводить к росту вклада турбулентных движений в определяемую величину температуры, увеличивая погрешность и снижая корреляцию.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 25–27–00031.

[1] Брюнелли Б.Е., Намгаладзе А.А. Физика ионосферы. – М.: Наука, 1988. 528 с.
[2] Беликович В.В., Бенедиктов Е.А., Толмачева А.В., Бахметьева Н.В. Исследование ионосферы с помощью ИПН. – Н. Новгород: ИПФ РАН. 1999, 156 с.
[3] Бахметьева Н.В., Жемяков И.Н // Химическая физика. 2022. Т. 41, № 10. С. 65.
[4] Fritts D.C., Alexander M.J. // Rev. Geophys. 2003. Vol. 41, No. 3. P. 1.

Секция «Излучение и распространение радиоволн»

Заседание секции проводилось 15 мая 2025 г.
Председатель – А.В. Калинин, секретарь – В.А. Яшнов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ И ПРИКЛАДНЫЕ ЗАДАЧИ ТЕОРИИ НЕЛИНЕЙНЫХ КОЛЕБАНИЙ»

Председатель – В.В. Матросов, секретарь – Н.С. Ковалева.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

СТАЦИОНАРНАЯ И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В АНСАМБЛЕ ЧЕТЫРЕХ НЕИДЕНТИЧНЫХ ФАЗОВЫХ ОСЦИЛЛЯТОРОВ С ОТТАЛКИВАЮЩИМИ СВЯЗЯМИ

А.В. Боброва, Г.В. Осипов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Исследование поведения ансамблей взаимодействующих осцилляторов, в частности режимов синхронизации, в системах различной природы – одно из ключевых направлений нелинейной динамики. Сложность анализа поведения таких систем обусловлена влиянием параметров: силы и вида связей, а также свойств взаимодействующих элементов, например, разбросом собственных частот. В работе [1] авторы подчеркивают значимость многочастичных взаимодействий, поскольку осцилляторы демонстрируют не только полную синхронизацию или некогерентность, но и такие состояния как квазипериодическая и кластерная синхронизация. В [2] для неидентичных осцилляторов показан эффект расхождения индивидуальных частот в случае умеренной отталкивающей связи.

В данной работе исследуется фазовое приближение первого порядка, в рамках которого демонстрируется возникновение стационарной и переключательной синхронизации, обусловленной неоднородностью собственных частот.

Модель

В данной работе рассматривается модель связанных фазовых осцилляторов Курамото-Сакагучи [3]:

$$\dot{\varphi}_j = \gamma_j + \frac{\varepsilon}{N}\sum_{k=1}^{N} sin\big(\varphi_k - \varphi_j - \alpha\big), \qquad (1)$$

где N – число осцилляторов, γ_j – собственные частоты осцилляторов, ε – параметр, определяющий силу связи, α характеризует фазовую задержку в связях. Интервал $0< \alpha < \pi/2$ соответствует притягивающей связи, при $\pi/2 < \alpha < \pi$ связь отталкивающая.

В данной работе рассмотрено поведение системы при слабой отталкивающей связи ($\alpha = 1.6$) в случае четного числа осцилляторов ($N = 4$) и неидентичных собственных частотах распределенных равномерно на отрезке $\gamma_j \in [\gamma - \Delta\gamma, \gamma + \Delta\gamma]$, где $\gamma = 3, \Delta\gamma = 0.01$.

Частотная синхронизация (ЧС)

В работе изучаются частотная и фазовая синхронизация осцилляторов. Два осциллятора находятся в синхронном по частоте режиме, если совпадают их средние частоты, вычисляемые согласно формуле:

$$\Omega_j = \frac{\varphi_j(T) - \varphi_j(T_0)}{T - T_0}, \qquad (2)$$

где T_0 – время переходного процесса к установившемуся режиму.

В ходе исследования при разных значениях параметра ε и наборах начальных собственных частот найдены все возможные для $N = 4$ режимы частотной синхронизации. При этом чем больше сила связи, тем точнее выполняются частотные соотношения. Будем отделять двоеточием группы осцилляторов с одинаковой средней частотой. Тогда режим 4:0 соответствует вращению всех осцилляторов с одинаковой частотой ($\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_3 = \Omega_4$, при $\varepsilon = 10$), 3:1 – один из осцилляторов имеет отличную от других частоту ($\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_4 \neq \Omega_3$, при $\varepsilon = 10$), 2:2 – попарная синхронизация ($\Omega_1 = \Omega_3 \neq \Omega_2 = \Omega_4$, при $\varepsilon = 20$), 2:1:1 – два осциллятора находятся в синхронном режиме, два других имеют отличные от них и отличные между собой частоты ($\Omega_2 = \Omega_4 \neq \Omega_1 \neq \Omega_3$, при $\varepsilon = 10$).

Динамика фаз при различных режимах частотной синхронизации

Режим 4:0.

В случае частотной синхронизации 4:0 все осцилляторы вращаются с одинаковой постоянной частотой. Частными случаями режима 4:0 являются режим сплейстейт ($\varphi_2 - \varphi_1 = \varphi_3 - \varphi_2 = \varphi_4 - \varphi_3 = \varphi_1 - \varphi_4$) и режим попарной синфазно-противофазной синхронизации ($\varphi_1 = \varphi_2,\ \varphi_3 = \varphi_4,\ \varphi_3 - \varphi_1 \cong \pi$).

Режим 2:2.

На рис. 1 представлены средние (Ω_j) и мгновенные частоты (ω_j) режима ЧС 2:2.

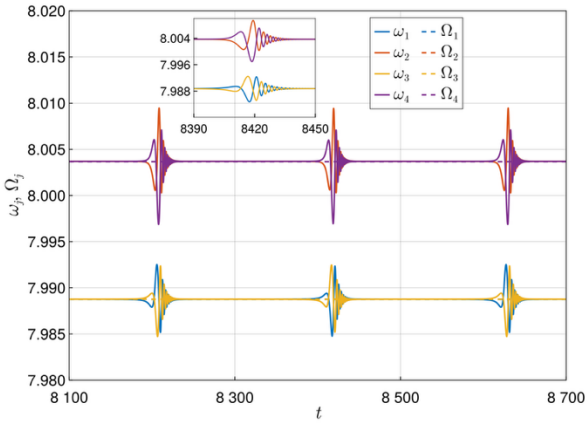


Рис. 1

В данном случае на всем графике, кроме областей, соответствующих резким изменениям мгновенных частот (например, интервал $\bar{t} \in [8390, 8450]$, см. вставку на рис. 1), наблюдается совпадение частот $\omega_2 = \omega_4 > \omega_1 = \omega_3$. Для каждой пары синхронных по частоте осцилляторов имеет место противофазная синхронизация $\varphi_2 I \varphi_4$,

$\varphi_1 I \varphi_3$, где знак I соответствует противофазному расположению осцилляторов ($\varphi_4 - \varphi_2 \cong \pi,\ \varphi_3 - \varphi_1 \cong \pi$). В интервале $\bar{t}$ возникает кратковременная десинхронизация (режим 1:1:1:1) из-за нарушения фазовых соотношений.

Режим 3:1.

На рис. 2 представлены мгновенные и средние частоты в случае режима 3:1 ($\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_4 \neq \Omega_3$).

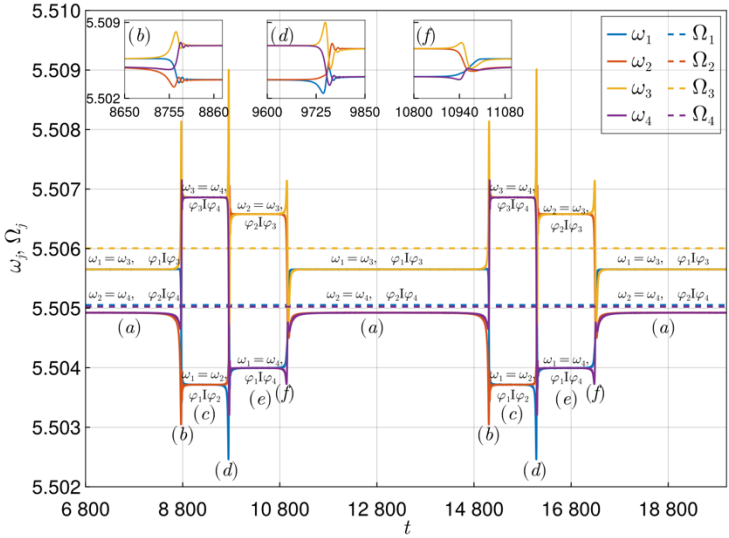


Рис. 2

Рассмотрим интервал времени $\bar{\bar{t}} \in [7\,000, 12\,000]$ и разобьем его на шесть областей.

В области (a) (до первой перестройки частот) выполняются условия: $\omega_1 = \omega_3$, $\varphi_1 I \varphi_3$, $\omega_2 = \omega_4$, $\varphi_2 I \varphi_4$. Аналогичное поведение демонстрируют частоты и фазы в областях (c) – $\omega_3 = \omega_4$, $\varphi_3 I \varphi_4$, $\omega_1 = \omega_2$, $\varphi_1 I \varphi_2$ и (e) – $\omega_2 = \omega_3$, $\varphi_2 I \varphi_3$, $\omega_1 = \omega_4$, $\varphi_1 I \varphi_4$.

В областях (b), (d), (f) возникает десинхронизация частот, после чего частоты ведут себя по-разному. В области (b) осциллятор 1 подстраивается сначала под частоту четвертого, а затем второго. В результате перестройки $\omega_3 = \omega_4 > \omega_1 = \omega_2$. В области (d) наблюдается подстройка осцилляторов 4 и 2 под частоты первого и третьего соответственно ($\omega_2 = \omega_3 > \omega_1 = \omega_4$). В области (f) первый осциллятор подстраивается под частоту третьего, второй под частоту четвертого.

Режим 2:1:1.

Рассмотрим эволюцию мгновенных частот режима 2:1:1 (рис. 3).

Поведение осцилляторов в данном случае аналогично поведению в режиме 3:1. В области (a) $\omega_2 = \omega_3 > \omega_1 = \omega_4$, $\varphi_2 I \varphi_3$, $\varphi_1 I \varphi_4$. В (d) $\omega_3 = \omega_4 > \omega_1 = \omega_4$, $\varphi_2 I \varphi_3$, $\varphi_1 I \varphi_4$. Для областей (b), (c), (e), (f) характерно наличие десинхронизации, однако в данном случае не всегда сопровождаемой перестройкой режимов ЧС. Например, в областях (b), (e) сохраняются условия $\omega_1 = \omega_4 > \omega_2 = \omega_3$ и $\omega_3 = \omega_4 > \omega_1 = \omega_2$ для каждой из областей соответственно. В областях (c), (f), напротив, возникает перестройка. В области (c) второй осциллятор подстраивается под первый, четвертый под третий $\omega_3 = \omega_4 > \omega_1 = \omega_2$. Для области (d) характерно обратное относительно (c) перестроение – осцилляторы 2 и 4 подстраиваются под частоты третьего и первого $\omega_2 = \omega_3 > \omega_1 = \omega_4$.

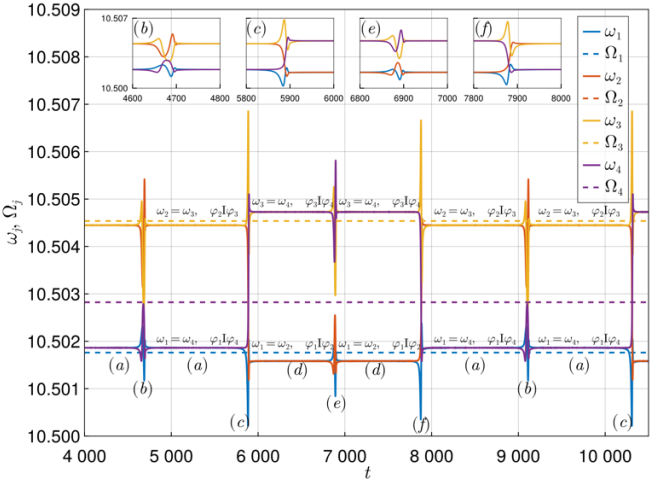


Рис. 3

Заключение

В статье исследована динамика модели Курамото-Сакагучи для четырех осцилляторов в случае слабой отталкивающей связи и неидентичных собственных частот. Продемонстрированы стационарная и переключательная синхронизация.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования (проект № 0729-2020-0036) и РНФ (проект № 22-12-00348).

[1] León I., Pazo D. // Phys. Rev. E. 2019. Vol. 100. P. 012211.
[2] Goldobin D, Dolmatova A., Rosenblum M, Pikovsky A. // The European Physical Journal Special Topics. 2017. Vol. 226. P. 1921.
[3] Sakaguchi H. // Progress of theoretical physics. 1988. Vol. 79, no. 5. P. 1069.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗБУДИМЫХ СОСТОЯНИЙ В ДИСКРЕТНОЙ РЕКУРСИВНОЙ МОДЕЛИ НЕЙРОНА

Д.В. Чиндарев, Д.И. Большаков, М.А. Мищенко, В.В. Матросов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Исследование импульсных нейронных сетей (ИНС) сегодня представляет собой одно из ключевых направлений в области искусственного интеллекта и нейроморфной инженерии. Такие сети демонстрируют высокую результативность в задачах обработки сенсорных данных, распознавания паттернов в реальном времени, управления автономными системами, а также в создании энергоэффективных нейроморфных процессоров. Однако их широкое внедрение ограничивается значительными техническими сложностями, связанными с архитектурой ИНС.

Основная проблема заключается в необходимости синтеза большого количества нелинейных динамических элементов — спайковых нейронов и адаптивных синаптических соединений, которые требуют точной настройки параметров и сложных схем управления. Это приводит к экспоненциальному росту вычислительных ресурсов при масштабировании сетей, а также к технологическим трудностям при их аппаратной реализации, особенно в условиях ограниченной энергоэффективности.

Способом решения данной проблемы может стать оптимизация структуры импульсных нейронных сетей за счёт внедрения альтернативных архитектур нейроподобных генераторов и синаптических связей, требующих меньших вычислительных ресурсов.

В данной работе рассматривается дискретная рекурсивная модель нейроподобного генератора [1], разработанная на основе ранее исследованной аналоговой модели, построенной на системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с полосовым фильтром [2]. Новая модель заменяет дифференциальные уравнения исходной системы на разностные уравнения, что позволяет реализовать её в цифровых устройствах с сохранением ключевых динамических режимов.

Описание модели

Динамика рассматриваемой модели описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{gathered} Q_n = Q_{n-1} + c_{n-1} \cdot (S_{n-1} + i) - \overline{C_{n-1}} \cdot (S_{n-1} + i) \\ S_n = X_n - Y_n \\ X_n = 0.5 \cdot (d \cdot Q_n + X_{n-1}) \\ Y_n = (X_n - Y_{n-1}) \cdot k + Y_{n-1} \\ c_n = (c_{n-1} \vee a) \wedge b\,. \end{gathered} \tag{1}$$

Условия:

$$a = \begin{cases} 0, \text{если } Q_n \le 0 \\ 1, \text{если } Q_n > 0 \end{cases}, b = \begin{cases} 0, \text{если } Q_n \ge r \\ 1, \text{если } Q_n < r \end{cases}, Q_n = \begin{cases} 0, \text{если } Q_n < 0 \\ r, \text{если } Q_n > r \end{cases}, \tag{2}$$

где Q_n – выход основного сумматора, S_n – выход фильтра верхних частот, X_n – выход первого фильтра нижних частот, Y_n – выход второго фильтра нижних частот, c_n – условие направления счета, a и b дополнительные условия для выбора направления счета, d – условие замедления системы, r – диапазон счета, i – входное воздействие, 0.5 –

коэффициент затухания первого фильтра нижних частот, k – коэффициент затухания второго фильтра нижних частот.

Импульсная стимуляция

В рамках исследования был выполнен анализ отклика модели на импульсное воздействие. Для этого модель предварительно переводилась в возбудимый режим, характеризующийся отрицательным значением параметра i, близким к нулю. Такой режим обеспечивает отсутствие автоколебаний в отсутствие внешних возмущений [3].

На рис. 1 изображены временные диаграммы, иллюстрирующие реакцию динамической системы на импульсное воздействие. Верхний сигнал (S) иллюстрирует отклик системы на входной сигнал. Нижний сигнал (J) — последовательность импульсов (импульсный входной сигнал), которые подаются на систему через определённые интервалы времени. Параметры A, τ, T и T_{resp} обозначают амплитуду, длительность, период следования импульсов и время отклика системы соответственно.

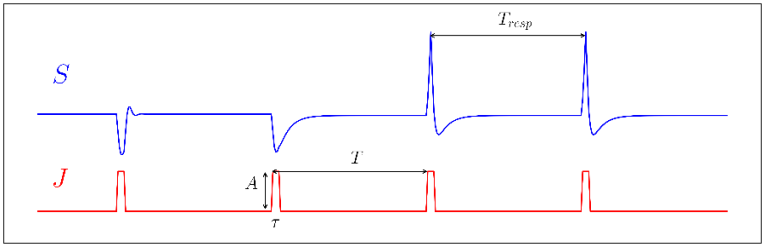


Рис. 1

На рис. 2 представлены результаты исследования отклика дискретной рекурсивной модели нейрона на периодическую стимуляцию. График отражает зависимость отношения периода стимуляции к периоду ответа от амплитуды внешнего импульса. Наблюдаются ступенчатые переходы между различными режимами отклика системы при изменении амплитуды. При малых амплитудах ($A < 0.05$) система не генерирует отклика (подпороговая стимуляция). С увеличением амплитуды появляются устойчивые режимы с определёнными значениями отношения периодов, что указывает на явление синхронизации. Наличие нескольких горизонтальных "плато" на графике свидетельствует о различных режимах фазовой синхронизации между стимулом и откликом.

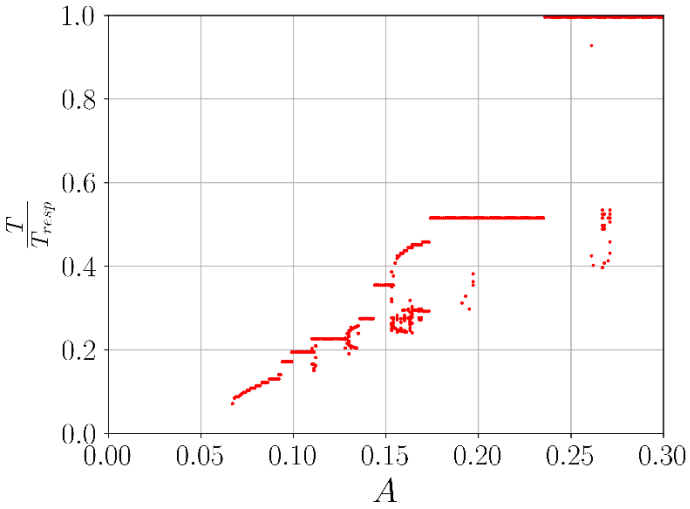


Рис. 2

Небольшие кластеры вне основных "плато" на графике зависимости отношения периода стимуляции к длительности ответа от амплитуды внешнего импульса связаны с переходными и нестабильными режимами работы модели. В этих областях система может демонстрировать сложную или нерегулярную динамику отклика. Эксперимент демонстрирует нелинейный характер отклика модели нейрона, типичный для возбудимых систем, и подтверждает способность дискретной модели воспроизводить пороговые эффекты и режимы синхронизации, характерные для биологических нейронов.

Работа выполнена при поддержке программы развития региональных научно-образовательных математических центров, соглашение 075-02-2025-1727 с дополнительным соглашением 075-02-2025-1727/1.

[1] Bolshakov D.I., Mishchenko M.A., Chindarev D.V., Matrosov V.V. // 2024 8th Scientific School Dynamics of Complex Networks and their Applications (DCNA). IEEE. 2024. P. 23.

[2] Мищенко М.А., Шалфеев В.Д., Матросов В.В. // Известия вузов. ПНД. 2012. Т. 20, № 4. С. 122.

[3] Мищенко М.А., Ковалева Н.С., Половинкин А.В., Матросов В.В. // Известия высших учебных заведений. ПНД. 2021. Т. 29, №. 2. С. 240.

ЧЕТЫРЕ СЦЕНАРИЯ ПЕРЕХОДА К СПАЙКОВОЙ АКТИВНОСТИ В НОВОЙ МОДЕЛИ НЕЙРОНА

В.П. Еремеев, Г.В. Осипов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Переход к генерации спайков – ключевой эффект в динамике нейронов, лежащий в основе их возбудимости и передачи информации. В простых математических моделях, описывающих динамику мембранного потенциала, такие переходы часто связаны с бифуркациями – изменениями характера устойчивости и числа решений системы уравнений.

Двумерные модели нейрона позволяют наглядно и строго классифицировать сценарии появления колебательной активности. В работе рассмотрены четыре основных сценария перехода к спайковой активности: бифуркация Андронова-Хопфа, бифуркация инвариантной кривой седло-узла, гомоклиническая бифуркация и бифуркация двукратного предельного цикла. Каждый из них определяет уникальные свойства возбуждения нейрона и может наблюдаться в реальных экспериментах.

Описание системы

Предлагаемая система имеет вид:

$$\begin{cases} \mu\dot{x} = -2e^{-x} + e^{-2x} + y \\ \dot{y} = -x + k \cdot y + b, \end{cases}$$

где x – быстро изменяющаяся переменная, y – медленно изменяющаяся переменная, μ – малый параметр, а k и b параметры системы.

В работе анализируется динамика системы с фокусом на установление различных динамических режимов и бифуркационные переходы между ними.

Анализ начинается с поиска равновесных состояний системы и исследования их устойчивости. Далее, используя метод быстрых и медленных движений, изучается, как взаимодействие переменных приводит к формированию различных динамических режимов - покоя, автоколебаний, одиночных и повторяющихся спайков.

Особое внимание уделяется тому, как изменения параметров k и b влияют на динамику системы. Такой анализ позволяет определить критические значения параметров, при которых происходит смена устойчивости и реализуются те или иные сценарии возбуждения.

В дальнейшем планируется исследование модели:

$$\begin{cases} \mu\dot{x} = \dfrac{x}{1+x^2} - y \\ \dot{y} = -x + k \cdot y + b \end{cases},$$

которая позволяет анализировать более широкий спектр нейродинамических режимов.

Бифуркационная диаграмма (b, k)

Для выявления переходов между различными режимами активности нейрона проводится бифуркационный анализ модели. На плоскости параметров (b, k) строится бифуркационная диаграмма, на которой отображены области с различным числом и типами стационарных состояний и предельных циклов.

Бифуркационная диаграмма разбита на несколько областей G_i, в каждой из которых система демонстрирует специфическое поведение (количество и типы равновесий, наличие устойчивых и неустойчивых предельных циклов и пр.).

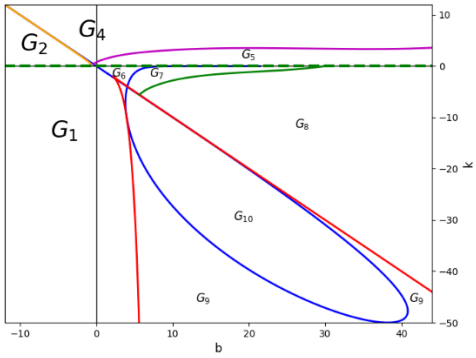


Рис. 1

Возникновение автоколебаний при бифуркации инвариантной кривой седлоузла (возбуждение 1 класса)

В фазовом пространстве этот сценарий реализуется как слияние двух точек –устойчивого фокуса (или узла) и седла – на одной и той же траектории. После бифуркации появляется предельный цикл (зелёный цвет), и система переходит в режим периодических автоколебаний.

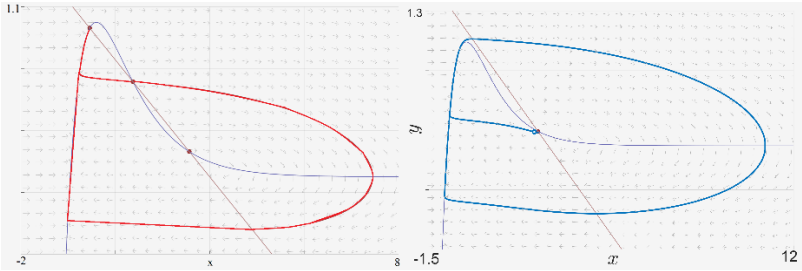


Рис. 2

Возникновение автоколебаний при бифуркации Андронова-Хопфа (2 класс возбудимости)

До бифуркации система находится в устойчивом состоянии покоя (фокус). При увеличении параметра возникает устойчивый предельный цикл (выделен красным цветом) – нейрон начинает генерировать колебания. Дальнейшее изменение приводит к выраженной спайковой активности.

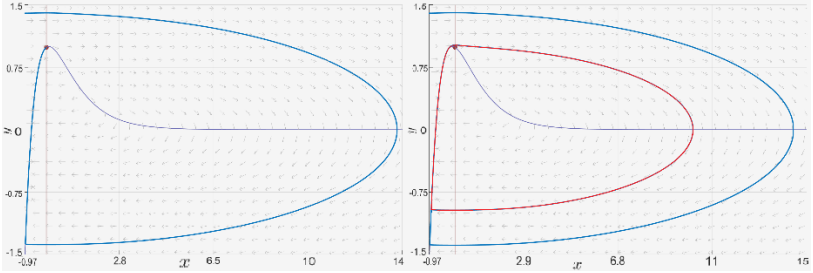


Рис. 3

Бифуркация двукратного предельного цикла

Бифуркация двукратного предельного цикла представляет собой глобальную бифуркацию, при которой одновременно исчезают устойчивый и неустойчивый предельные циклы. Этот процесс аналогичен седло-узловой бифуркации для стационарных состояний, но происходит на множестве периодических орбит, описывающих автоколебательную динамику системы. Сперва видно сосуществование устойчивого (синий цвет) и неустойчивого (зеленый цвет) предельных циклов. Далее циклы исчезают и система переходит к состоянию покоя.

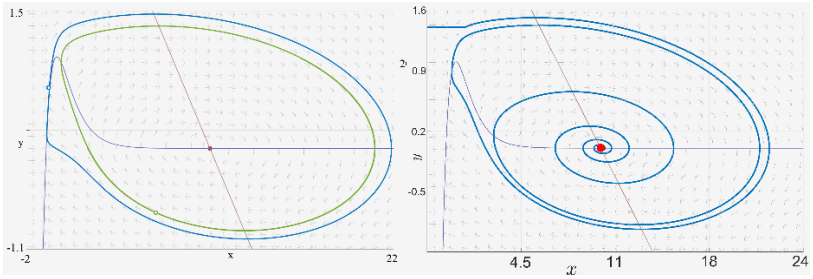


Рис. 4

Гомоклиническая бифуркация

Гомоклиническая бифуркация – это глобальный сценарий перестройки фазового пространства, при котором предельный цикл возникает или исчезает в результате касания траектории к седловой точке.

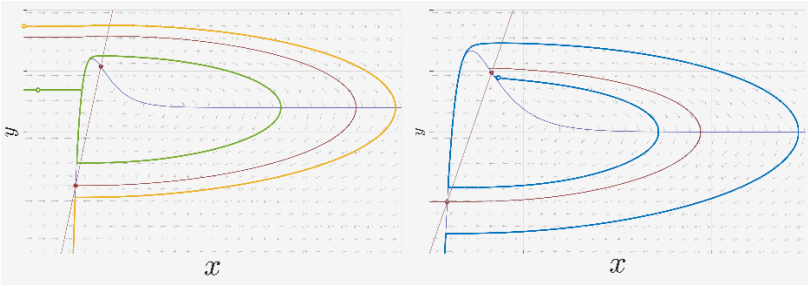


Рис. 5

Заключение

В работе:

- Построена и проанализирована математическая модель одиночногонейрона, учитывающая различные сценарии перехода от состояния покоя к спайковой активности.
- С помощью бифуркационного анализа на плоскости параметров (b, k) выделены области с различными типами динамики.
- Классифицированы и подробно исследованы четыре ключевых сценария перехода к автоколебаниям.

[1] Izhikevich E.M. Dynamical system in neuroscience: the geometry of excitability and bursting. – Cambridge: MIT, 2007, p. 15.

[2] Некоркин В.И., Дмитричев А.С., Касаткин Д.В., Клиньшов В.В., Кириллов С.Ю., Масленников О.В., Щапин Д.С. // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26, № 4. С. 5.

[3] Еремеев В.П., Осипов Г.В. // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. 2024. С. 174.

ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОИНДУЦИРОВАННОЙ КАЛЬЦИЕВОЙ ДИНАМИКИ В ОТРОСТКЕ АСТРОЦИТА

А.В. Ермолаева, И.А. Кастальский, С.Ю. Гордлеева, В.Б. Казанцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Недавние экспериментальные исследования кальциевой активности в астроцитах на субклеточном уровне показали, что частота спонтанных кальциевых сигналов неравномерно распределена по астроциту и зависит от размера его отростков. Спонтанные кальциевые события в большинстве случаев начинаются с генерации импульсов на крайних, наиболее удалённых от сомы участках отростка астроцита, и затем распространяются по направлению к соме. Однако биофизические механизмы подобного распространения кальциевых сигналов в астроците до конца не ясны. Для этого мы разработали и исследовали модель, которая описывает динамику распространения спонтанных кальциевых сигналов в отростке астроцита, индуцированную стохастической работой потенциал-зависимых кальциевых каналов (VGCC) на плазматической мембране астроцита.

Целью данной работы является исследование процессов генерации и распространения спонтанных шумоиндуцированных кальциевых сигналов в отростке астроцита.

Модель и результаты

Отросток астроцита рассматривается как цепочка из 50 взаимосвязанных кальциевых осцилляторов (компартментов). Каждый компартмент имеет цилиндрическую форму и содержит внутриклеточное хранилище Ca^{2+}, эндоплазматический ретикулум (ЭР). Компартменты связаны между собой посредством диффузии ионов Ca^{2+} и молекул ИТФ. Динамика отдельного кальциевого осциллятора описывается системой дифференциальных уравнений третьего порядка [1]:

$$\begin{aligned}
&\frac{d[Ca^{2+}]_i}{dt} = J_{IP_3} - J_{pump} + J_{leak} + J_{in} - J_{out} + J_{Ca_{diff}}, \\
&\frac{d[IP_3]_i}{dt} = J_{PLC\delta} - \frac{1}{\tau_r}([IP_3]_i - [IP_3{}^*]) + J_{IP3_{diff}}, \\
&\frac{dh_i}{dt} = \frac{h_\infty - h_i}{\tau_h},
\end{aligned} \tag{1}$$

где i = 1, ..., 50 – номер компартмента; $[Ca^{2+}]_i$ – внутриклеточная концентрации Ca^{2+}; $[IP_3]_i$ – внутриклеточная концентрация ИТФ; h_i – доля неинактивированных рецепторов ИТФ на мембране ЭР.

Кальциевый ток из внеклеточного пространства в цитозоль является суммой трёх токов: постоянного тока кальция через пассивные каналы на мембране, ёмкостного кальциевого тока и стохастического тока кальция через плазматическую мембрану:

$$J_{in} = J_{pass} + J_{CCE} + J_{stoch}. \tag{2}$$

Поток ионов Ca^{2+} через потенциал-зависимые кальциевые каналы на плазматической мембране астроцита описывается следующим уравнением [2]:

$$J_{stoch} = -\frac{I_{stoch}}{z_{Ca}FV}, \quad (3)$$

где

$$I_{stoch} = g_{stoch}(V_m - E_{Ca}),\ g_{stoch} = gSm_{stoch},\ E_{Ca} = \frac{RT}{z_{Ca}F} ln \frac{[Ca^{2+}]_o}{[Ca^{2+}]_i}, \quad (4)$$

V и S – объём и площадь поверхности компартмента астроцита, соответственно; m_{stoch} моделирует стохастическую динамику VGCC и принимает значения из равномерного случайного распределения в интервале [0, 1).

Локальные кальциевые импульсы, сгенерированные в отдельных компартментах, за счёт диффузии могут распространяться по отростку астроцита, формируя кальциевые автоволны. В рассматриваемой модели была вычислена средняя скорость распространения кальциевых автоволн по отростку астроцита в зависимости от коэффициента диффузии ионов Ca^{2+} (см. рис. 1). Значение средней скорости, полученное в модели (4.35 ± 0.75 мкм·с$^{-1}$), соответствует экспериментальным данным, полученным для отростков астроцита из культуры (5.41 ± 0.87 мкм·с$^{-1}$).

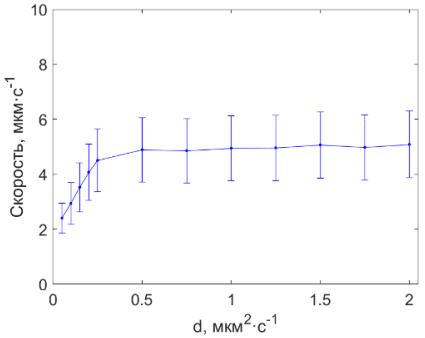


Рис. 1

С помощью предложенной модели была исследована зависимость спонтанной кальциевой активности в отростке астроцита от радиуса компартментов. Была обнаружена обратная зависимость частоты генерации локальных кальциевых импульсов и кальциевых автоволн от радиуса компартментов. Увеличение радиуса компартмента приводит к уменьшению величины входного стохастического кальциевого тока пропорционально ~1/r, что снижает вероятность генерации шумоиндуцированных кальциевых импульсов. При этом дальность распространения и длительность распространяющихся по отростку кальциевых автоволн плавно увеличиваются с ростом радиуса компартментов. Это связано с тем, что уменьшение радиуса компартмента приводит к усилению входного стохастического кальциевого тока, что, в свою очередь, увеличивает частоту генерации шумоиндуцированных кальциевых импульсов. Такое увеличение гетерогенности кальциевой сигнализации в отдельных компартментах нарушает формирование в отростке кальциевых автоволн и, соответственно, сокращает их дальность распространения и длительность.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № FSWR-2023-0029).

[1] Ullah G., Jung P., Cornell-Bell A.H. // Cell calcium. 2006. Vol. 39, no. 3. P. 197.
[2] Zeng S., Li B., Zeng S., Chen S. // Biophysical journal. 2009. Vol. 97, no. 9. P. 2429.

ДИНАМИКА РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОСЕТИ В ЗАДАЧЕ НАВИГАЦИИ С ПОПУЛЯЦИОННЫМ КОДИРОВАНИЕМ ВХОДОВ И ВЫХОДОВ

Р.А. Кононов[1, 2], О.В. Масленников[1, 2], В.И. Некоркин[1, 2]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Данная работа лежит на стыке двух важных вопросов в вычислительной нейробиологии – обработке нейросетями непрерывных сигналов и роли *популяционного кодирования* в этом процессе. Одно из наиболее ярких проявлений такого кодирования – это структура нейронных связей, известная как bump-аттрактор.[1]

Рассмотрена задача навигации на кольце, где агенту на вход подаётся значение скорости $v_t \in [-1,1]$, а его цель — проинтегрировать входной сигнал и предсказать свою координату $x_t \in [0,2\pi)$ на кольце. Под популяционным кодированием понимается представление одномерного сигнала в виде локальной активности популяции нейронов с использованием гауссовых рецептивных полей

$$P: \boldsymbol{v}_t \to \boldsymbol{I}_t \in R^{.n}$$

Для этого входная и выходная переменные кодируются как векторы активности в пространствах $[-1,1]$ и $[0,2\pi)$ соответственно, где нейроны равномерно распределены по соответствующим отрезкам. Позицию нейрона в пространстве координат обозначим как $\tilde{\boldsymbol{c}}$. В случае отсутствия популяционного кодирования при работе с кольцом возникает специфическая проблема — необходимость отслеживания перехода через границу 2π, что становится отдельной подзадачей для сети. В условиях популяционного кодирования данная проблема устраняется, так как информация о положении на кольце естественным образом кодируется в активности нейронной популяции.

Обучена искусственная рекуррентная нейронная сеть решению задачи навигации на кольце с использованием популяционного кодирования как на входе, так и на выходе. Динамика скрытого состояния сети описывается следующим отображением:

$$\boldsymbol{h}_{t+1} = \mathrm{ReLU}(\, \mathrm{W}_{hh}\boldsymbol{h}_t + \boldsymbol{I}_t\,), \qquad (1)$$

где W_{hh} – матрица рекуррентных весов, а $\boldsymbol{I}_t$ — входной вектор, соответствующий текущей скорости. Для оптимизации весов применялся алгоритм градиентного спуска Adam с целевой функцией ошибки, описанной в заключительном разделе.

Результаты

Нейронная сеть разделена на две равные популяции: входную и выходную. На входную популяцию в популяционном коде подавался сигнал скорости, тогда как с выходной популяции снимался ответ сети. Веса сети инициализировались случайным образом из равномерного распределения.

На рисунке 2 представлен пример входного сигнала, закодированного популяционным кодом (а,г), отклик сети на этот вход с наложенной целевой координатой (б,д) и матрица весов обученной нейронной сети (в,е).

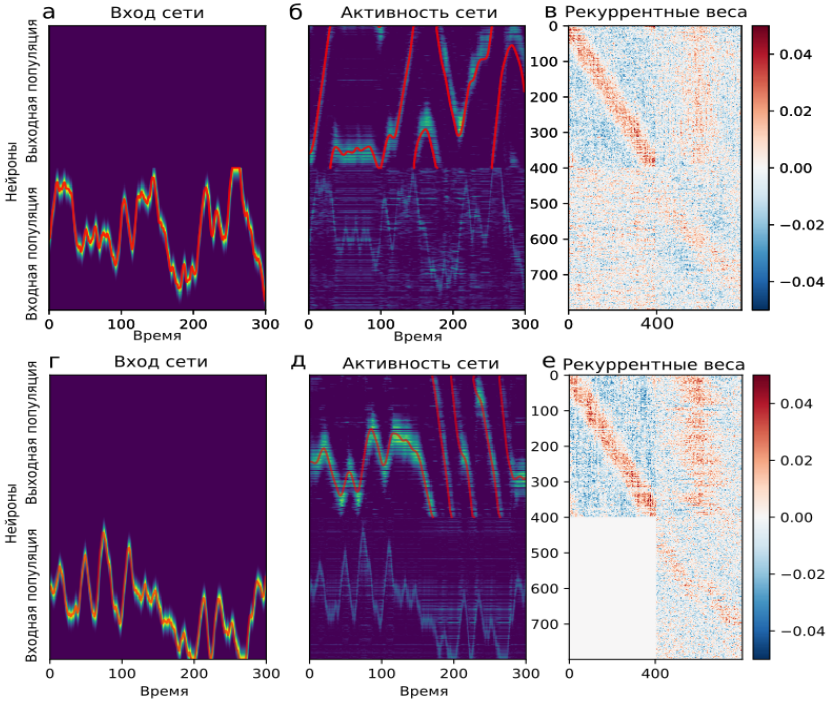


Рис. 1

Матрица рекуррентных весов W_{hh} разделена на четыре блока. Два блока, (W_{oo} и W_{ii}), расположенные на главной диагонали, соответствуют связям внутри каждой популяции и отвечают за рекуррентную динамику внутри них. Два других блока – транзитивные - отвечают за передачу активности между входной и выходной популяциями, обеспечивая взаимодействие между ними

$$\mathrm{W_{hh}} = \begin{pmatrix} \mathrm{W_{oo}} & \mathrm{W_{io}} \\ \mathrm{W_{oi}} & \mathrm{W_{ii}} \end{pmatrix}$$

$$\begin{matrix} h^i_{t+1} \\ h^o_{t+1} \end{matrix} = \begin{pmatrix} ReLU\left(\mathrm{W_{ii}} h^i_t + \mathrm{W_{oi}} h^o_t + I_t\right) \\ ReLU\left(\mathrm{W_{oo}} h^o_t + \mathrm{W_{io}} h^i_t\right) \end{pmatrix}. \qquad (2)$$

Для детального анализа свойств популяций моделировалась их автономную динамику, исключив межпопуляционные взаимодействия. Обе структуры демонстрируют локализацию активности в ограниченной области, однако через конечное время активность полностью затухает. При этом входная популяция характеризуется более выраженным затуханием, сопровождающимся слабым шумовым фоном в областях,

соответствующих высоким скоростям. Это указывает на двойную функцию кольцевых структур:

1. пространственная локализация паттернов активности,
2. подавление избыточной активности за счёт диссипативных свойств сети.

Блок W_{oi} демонстрирует наименьшую визуальную организованность среди всех структурных элементов сети. На основании предположения, что данный блок не выполняет значимой функциональной роли, и обучили сеть без соответствующих связей. Полученная таким образом архитектура представлена на рис. 1(г–е). При этом блок W_{ii} утратил свойства пространственной локализации активности, что позволяет предположить его компенсаторную роль по отношению к обратной связи от входной популяции. Остальные структурные компоненты сети остались неизменными, однако потребовалась корректировка гиперпараметров обучения — в противном случае суммарная активность сети после обучения неограниченно возрастала в ходе эксперимента.

Особый интерес представляет блок W_{io}, который обеспечивает передачу рецептивного поля с входной популяции на выходную. Если выходную популяцию рассматривать как непрерывную ячейку памяти, то W_{oi} можно интерпретировать как управляющий контур, преобразующий входную скорость в корректирующий сигнал для этой ячейки.

Для анализа управляющего сигнала исследована активность сети в ответ на линейно возрастающую скорость от -1 до 1. (рис. 2б) Отдельно рассмотрено слагаемое $\mathrm{W_{io}}h_t^i$ из уравнения (2), представляющее из себя управляющую активность, приходящую от входной популяции на выходную. Полученный паттерн активности (рис. 2д) демонстрирует чёткую структуру, для обоих вариантов сетей. Для её визуализации нейроны были соответствующим образом отсортированы (рис. 2е). Каждый нейрон кольца получает сигнал вида $\sim c(v + offset)$, где сдвиг и коэффициент разбросаны по популяции случайным образом. Сдвиг всех нейронов выходной популяции, без изменения управляющего сигнала (рис. 2в), полностью нарушил механизм решения задачи. Однако случайная перестановка отдельных нейронов не оказывает значимого влияния на качество работы сети.

Алгоритм обучения

Для обучения сети использовалась популяционная функция ошибки, основанная на кросс-энтропии. Ближайший к целевой координате нейрон – интерпретируется как идеальный целевой класс, а его соседи как менее, но всё еще подходящие классы.

Полная функция потерь может быть записана в таком виде:

$$\mathcal{L} = \gamma \sum_{t=1}^{T} \sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{h}_{t,n} - \frac{1}{T} \sum_{t=1}^{T} \left(1 + \frac{t}{T}\right)^{\alpha} \sum_{n=1}^{N/2} \omega_{t,n} \boldsymbol{o}_{t,n} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{o}_{t,n} = log \frac{exp(h_{t,n})}{\sum_{n'}^{N} exp\left(h_{t,n'}\right)} \tag{4}$$

$$\omega_{t,n} = \frac{exp(d_{t,n})}{\sum_{n'}^{N} exp\left(d_{t,n'}\right)}, \tag{5}$$

где $d_{t,n} = min(|c_t - \tilde{c}_n|, 2\pi - |c_t - \tilde{c}_n|)$ – расстояние от нейрона ближайшего к целевой координате и n-го нейрона.

Помимо этого, норма градиента была ограниченна фиксированным значением для стабилизации процесса обучения. А после на все градиенты был наложен шум с нормальным распределением.

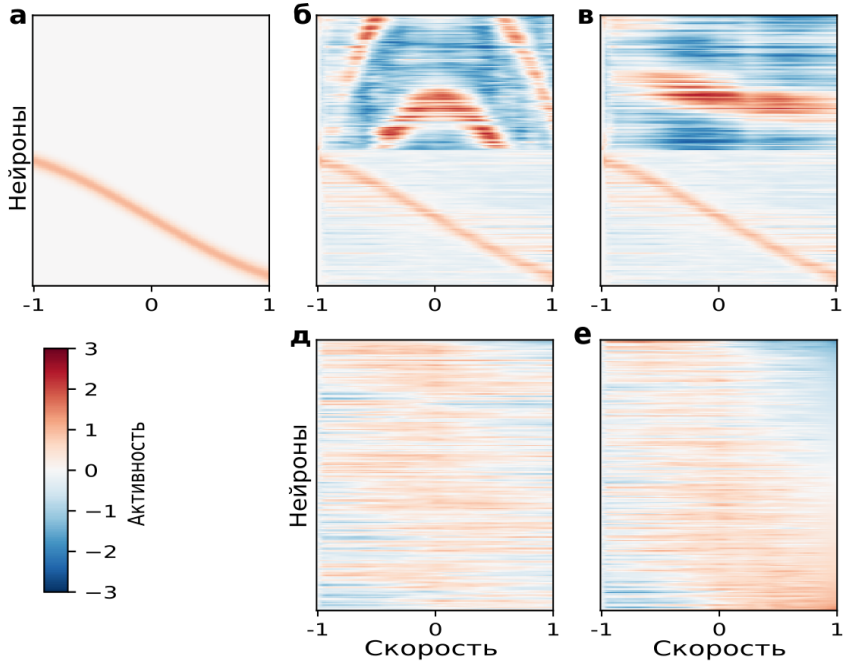


Рис. 2

Заключение

Популяционное кодирование входных и выходных сигналов в задаче навигации обеспечивает в обученной сети явные представления переменных задачи как на уровне нейронных связей, так и на уровне поведенческих характеристик. Тем не менее, даже при таком подходе сеть опирается на скрытую неоднородность кольцевой структуры, которая лежит в основе динамических механизмов решения поставленной задачи.

Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 23-72-10088.

[1] Khona M., Fiete I. R. // Nature Reviews Neuroscience. 2022. Vol. 23, no. 12. P. 744.

ГЕТЕРОКЛИНИЧЕСКИЕ ЦИКЛЫ И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНАЯ АКТИВНОСТЬ В МОДЕЛИ ТРЁХ СВЯЗАННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЛОТКИ-ВОЛЬТЕРРЫ

А.Г. Коротков, Е.В. Сюндюкова, Е.В. Губина, Г.В. Осипов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время актуальной задачей нейронауки является исследование последовательной нейронной активности посредством теории динамических систем. В [1] была выдвинута гипотеза, что последовательная активность может быть следствием наличия устойчивого гетероклинического контура в фазовом пространстве динамической системы, моделирующей динамику нейронной сети. Согласно ей, в основе генерации последовательных переключений лежит принцип беспобедительной конкуренции. Когда изображающая точка находится в малой окрестности седла или седлового предельного цикла, считается, что определённый элемент сети (нейрон или группа нейронов), соответствующий этому седловому состоянию, активирован.

В данной работе предложена динамическая система, базирующаяся на обобщённой модели Лотки-Вольтерры из трёх связанных возбудимых элементов. Показано, что при некоторых значениях параметров связей в фазовом пространстве системы существуют гетероклинические циклы, содержащие три или шесть седловых состояний равновесия и связывающие их сепаратрисы. При определённых начальных условиях фазовая траектория будет поочерёдно посещать окрестности седловых состояний равновесия (возможно, не единожды), после чего вернётся в исходное состояние. Описанное поведение предлагается использовать для моделирования переключательной активности в нейронных ансамблях. Различные переходные процессы определяются различными внешними воздействиями. Прохождение фазовой точки системы вблизи седловых состояний равновесия, входящих в гетероклинический контур, предлагается интерпретировать как активацию соответствующего элемента.

Модель ансамбля

Элемент ансамбля будем моделировать уравнением

$$\dot{\rho} = \rho(\gamma - \rho)(\rho - 1), \qquad (1)$$

где ρ – уровень активности элемента ($0 \le \rho \le 1$). Если $\rho = 0$, то считаем, что элемент находится в состоянии покоя, значение $\rho = 1$ соответствует максимальной активности элемента.

Система (1) имеет следующие состояния равновесия:

1. $\rho^1 = 0$ с собственным числом $\lambda_1 = -\gamma$;
2. $\rho^2 = \gamma$ с собственным числом $\lambda_2 = \gamma(1 - \gamma)$;
3. $\rho^3 = 1$ с собственным числом $\lambda_3 = \gamma - 1$.

При выполнении условия $0 < \gamma < 1$ параметр γ является порогом возбудимости элемента. В этом случае $\rho^1 < \rho^2 < \rho^3$, состояния равновесия ρ^1 и ρ^3 устойчивы, состояние равновесия ρ^2 – неустойчиво. Таким образом, в зависимости от начальных условий, элемент станет активен ($\rho \approx 1$), либо придёт в состояние покоя ($\rho \approx 0$). На рисунке 1 приведена бифуркационная диаграмма системы (1). Жирные линии на ней соответствуют состояниям равновесия. При $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$ происходят транскритические бифуркации.

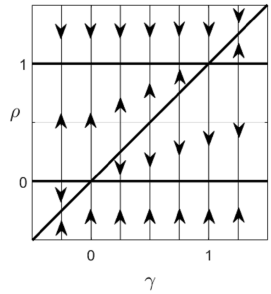


Рис. 1

Ансамбль из трёх связанных элементов моделируется системой

$$\begin{cases} \dot{\rho}_1 = \rho_1(\gamma - \rho_1 - \alpha\rho_2 - \beta\rho_3)(\rho_1 - 1) \\ \dot{\rho}_2 = \rho_2(\gamma - \rho_2 - \alpha\rho_3 - \beta\rho_1)(\rho_2 - 1), \\ \dot{\rho}_3 = \rho_3(\gamma - \rho_3 - \alpha\rho_1 - \beta\rho_2)(\rho_3 - 1) \end{cases} \quad (2)$$

где α и β – коэффициенты, задающие силы тормозящих связей между элементами.

В данной постановке величины $\gamma_1 \equiv \gamma - \alpha\rho_2 - \beta\rho_3, \gamma_2 \equiv \gamma - \alpha\rho_3 - \beta\rho_1, \gamma_3 \equiv \gamma - \alpha\rho_1 - \beta\rho_2$ в (2) являются переменными, динамически меняющимися порогами возбуждения первого, второго, третьего элементов, соответственно.

В фазовом пространстве системы (2) куб $0 \leq \rho_1, \rho_2, \rho_3 \leq 1$ является инвариантным множеством.

Ансамбль из трёх элементов

В инвариантной плоскости $\rho_3 = 0$существует траектория, соединяющая состояния равновесия с координатами $(\gamma, 0)$ и $(0, \gamma)$. Для трёхмерного ансамбля при добавлении третьей координаты состояние равновесия с координатами $(\gamma, 0)$ в плоскости $\rho_3 = 0$ становится седлом с координатами$(\gamma, 0, 0)$. Таким образом, в трёхмерном фазовом пространстве существует гетероклиническая траектория, идущая из седла с координатами $(\gamma, 0, 0)$ в седло с координатами$(0, \gamma, 0)$. Рассуждая аналогичным образом, можно показать наличие ещё двух гетероклинических траекторий в плоскостях $\rho_1 = 0$ и $\rho_2 = 0$. Следовательно, возникает гетероклинический цикл, содержащий сёдла с координатами $(\gamma, 0, 0)$, $(0, \gamma, 0)$, $(0, 0, \gamma)$ (цикл G_1 на рисунке 2).

Рассматривая инвариантные плоскости $\rho_i = 1$, можно показать наличие гетероклинического цикла, содержащего сёдла с координатами $(\gamma - \alpha - \beta, 1, 1)$, $(1, \gamma - \alpha - \beta, 1)$, $(1, 1, \gamma - \alpha - \beta)$ (цикл G_2 на рисунке 2).

Кроме того, можно показать наличие гетероклинического цикла, состоящего из шести сёдел с координатами $(1, 0, 0)$, $(1, 1, 0)$, $(0, 1, 0)$, $(0, 1, 1)$, $(0, 0, 1)$, $(1, 0, 1)$ (цикл G_3 на рисунке 2).

Гетероклинические циклы G_1, G_2 неустойчивы, а гетероклинический цикл G_3 устойчив.

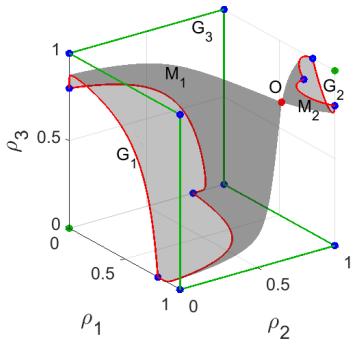
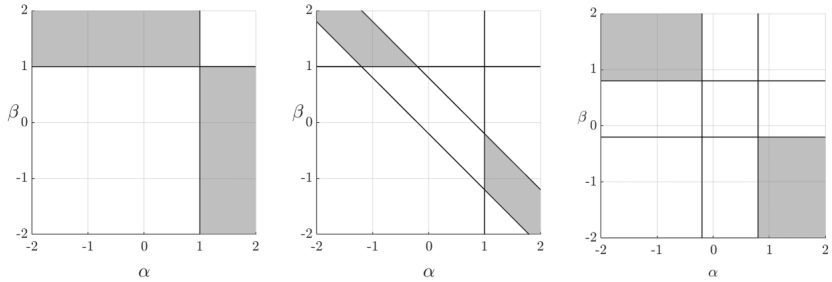


Рис. 2

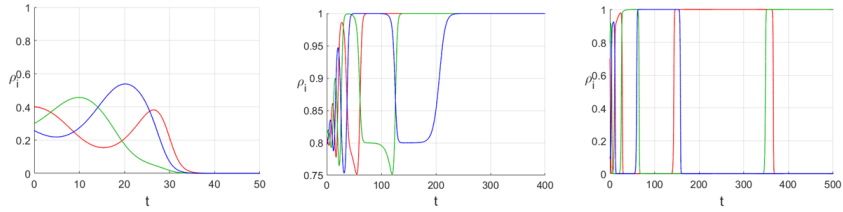
На рисунке 3 показаны области существования гетероклинических циклов G_1, G_2, G_3.



(a) Область существования цикла G_1 (b) Область существования цикла G_2 (c) Область существования цикла G_3

Рис. 3

В зависимости от начальных условий траектория может стремиться либо к устойчивому узлу с координатами $(0, 0, 0)$ (временная реализация приведена на рисунке 4(a)), либо к устойчивому узлу с координатами $(1, 1, 1)$ (временная реализация приведена на рисунке 4(b)), либо к устойчивому гетероклиническому циклу G_3 (временная реализация приведена на рисунке 4(c)).



(a) Параметры: $\alpha = 0.2$, $\beta = 1.3$, $\gamma = 0.8$. Начальные условия: $(0.4, 0.3, 0.257244)$

(b) Параметры: $\alpha = -2$, $\beta = 2$, $\gamma = 0.8$. Начальные условия: $(0.81, 0.81, 0.7978207036732)$

(c) Параметры: $\alpha = -2$, $\beta = 2$, $\gamma = 0.8$. Начальные условия: $(0.7, 0.8, 0.1)$

Рис. 4

Заключение

В работе

- В статье предложена и исследована модель ансамбля из трех обобщенных элементов Лотки-Вольтерры, в которой связи между элементами могут быть возбуждающими, тормозными или смешанными (как возбуждающими, так и тормозными) типами в зависимости от значений параметров.
- На основе исследования двумерных систем найдены условия существования в фазовом пространстве исходной трехмерной системы трех типов гетероклинических циклов: двух неустойчивых и одного устойчивого. Установлено, что на плоскости параметров связи существуют области сосуществования этих циклов. Наличие гетероклинического цикла в фазовом пространстве позволяет моделировать эффект беспобедительной конкуренции мод — последовательное переключение активности ансамбля между отдельными нейронами или группами нейронов. Приведены примеры переключательной активности.
- Ввиду наличия в фазовом пространстве предлагаемой модели как устойчивого гетероклинического цикла, так и неустойчивых, в зависимости от начальных условий возможен: а) переход через переключательную активность всех элементов к их минимальной активности (режим молчания); б) переход через переключательную активность всех элементов к их максимальной активности; в) переход к незатухающей последовательной переключательной активности одного нейрона, затем пары нейронов, затем еще одного одиночного нейрона, затем пары других нейронов и т. д.
- Если связь между всеми нейронами только возбуждающая, то никакая переключающая активность невозможна.

Исследование поддержано Министерством образования и науки Российской Федерации, Соглашение FSWR-2020-0036. Исследование поддержано программой развития региональных научно-образовательных математических центров, Соглашение 075-02-2025-1727 с дополнительным соглашением 075-02-2025-1727/1.

[1] Rabinovich M.I. et al. // Reviews of modern physics. 2006. Vol. 78, no. 4. P. 1213.

ОБУЧЕНИЕ СПАЙКОВЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МЕМРИСТИВНЫМИ СВЯЗЯМИ

Н.С. Ковалева, А.Н. Михайлов, Д.В. Гусейнов, М.А. Мищенко

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Спайковые нейронные сети являются перспективной энергоэффективной альтернативой искусственным нейронным сетям при реализации на нейроморфном оборудовании. Мемристивное устройство считается идеальным кандидатом на роль синаптической связи в спайковых нейронных сетях за счет способности изменять свое состояние под внешним воздействием и сохранять его в течение длительного периода [1]. Широко исследуется возможность обучения в таких сетях с мемристивными связями в качестве аналога известной модели синаптических связей STDP [2] для реализации на нейроморфном оборудовании [3, 4].

В данной работе исследована возможность обучения спайковой нейронной сети со связями, основанными на модели мемристивных устройств Au/Ta/ZrO2(Y)/Ta2O5/TiN/Ti с широтно-импульсным управлением, предложенной ранее и описанной в [5]. Рассматриваемая модель описывает поведение технологически разработанных металл-оксид-металлических структур с резистивным переключением [6] и использует электрический заряд, захваченный электронными ловушками, присутствующими в металл-оксидных структурах, в качестве второй динамической переменной. Модель описывается уравнениями (1):

$$\frac{dx}{dt} = \begin{cases} f_0 e^{-\frac{E_b + b_s N + \alpha_s V}{kT}}, & V < V_{SET} \\ 0, & V_{SET} < V < V_{RESET} \\ -f_0 e^{-\frac{E_b + b_r N + \alpha_r V}{kT}}, & V > V_{RESET} \end{cases}$$

$$\frac{dN}{dT} = \frac{|I|\sigma_t}{eS}(N_t - N) - \sigma_t \upsilon_0 N_c e^{-\frac{E_c - E_t}{kT}} N, \qquad (1)$$

$$I = \frac{U}{R_M + R_c},$$

$$R_M = \frac{1}{x\sigma_1 + (1-x)\sigma_2},$$

и имеет две переменных состояния: x - переменная состояния мемристора, определяющая сопротивление и изменяющаяся от 0 до 1, N - концентрация заряженных ловушек. При $x = 1$ мемристивная структура находится в полностью проводящем состоянии, при $x = 0$ реализуется другое экстремальное состояние - состояние с высоким сопротивлением.

В обычном подходе к управлению связей мемристор меняет свою проводимость за счет воздействия сигналов нейронов на мемристор со значительным уровнем амплитуд. В то же время в биологических нейронных сетях нейронные импульсы скорее являются информационными сигналами, которые запускают каскад реакций, приводящих к синаптической пластичности. В системе с широтно-импульсным управлением состоянием мемристора спайки пре- и постсинаптических нейронов не изменяют состояние

мемристора из-за их малой амплитуды, но запускают дополнительный блок, воздействующий на мемристор одиночным импульсом, параметры которого определяются порядком и временным интервалом между спайками пресинаптических и постсинаптических нейронов [7].

Ранее показано, что нейрон способен распознавать временные паттерны активности за счет самоорганизации связей, описываемых STDP, включая распознавание образов среди шума [8, 9, 10]. В данной работе продемонстрировано, что нейрон способен изучать повторяющийся временной паттерн активности за счет предложенного мемристивного STDP с широтно-импульсным управлением, т.е. детектировать его начало после обучения.

Проведено математическое моделирование сети нейронов-пороговых интеграторов с утечкой. Переменная мембранного потенциала описывается уравнением (2):

$$\tau_m \frac{dV_i}{dt} = V_r - V_i + I_i^{(rec)}, \quad (2)$$

где $i = 1, N$ – номер нейрона, τ_m – постоянная времени мембраны, $I_i^{(rec)}$ – рекуррентный ток. Динамика синаптического выходного тока описывается уравнением (3):

$$\frac{dy_j}{dt} = -\frac{y_j}{\tau_y} + \sum_{t_{sp}} \delta(t - t_{sp}), \quad (3)$$

где y – локальная переменная, τ_y – постоянная времени, δ – дельта-функция. Все нейроны пресинаптического слоя соединены с постсинаптическим однонаправленной связью, демонстрирующей мемристивное STDP с широтно-импульсным управлением. Рекуррентный ток описывается уравнением (4):

$$I_i^{(rec)} = g \sum_{j=1}^{n} x_{ij} y_j \quad (4)$$

где x – переменная состояния мемристора, g – масштабирующий коэффициент, i и j – пост- и пресинаптический нейроны соответственно.

Моделируемая сеть состоит из двух слоев: с 1 нейроном в выходном слое и 10 нейронами во входном слое. На выходной нейрон воздействует временной паттерн активности с частотой воздействия γ_{pat}=1 Гц, который представляет собой последовательный порядок спайков на пресинаптических нейронах с фиксированной временной задержкой между преспайками dt=10 мс. Параметры сети настроены таким образом, чтобы постсинаптический нейрон генерировал отклики несколько раз во время первого воздействия паттерна, g=25, начальное значении переменной состояния мемристора x_{beg}=0,5. Рис. 1 демонстрирует зависимость времени задержки отклика выходного нейрона относительно начала паттерна в зависимости от номера эпохи обучения, которая представляет собой одно воздействие паттерна. В начале постсинаптический нейрон генерирует несколько откликов на воздействие паттерна, затем после некоторого количества эпох обучения нейрон генерирует отклик только один раз в начале паттерна. При этом устанавливается значение задержки отклика относительно начала паттерна, что соответствует окончанию обучения. В этом случае в процессе обучения x между первым нейроном, генерирующим спайки в паттерне, и постсинаптическим

нейроном увеличивается до 1, а оставшиеся связи между пресинаптическими нейронами и постсинаптическим нейроном уменьшаются до 0.

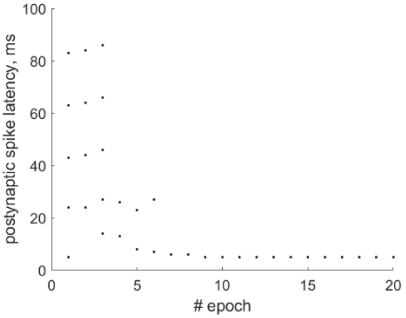


Рис. 1

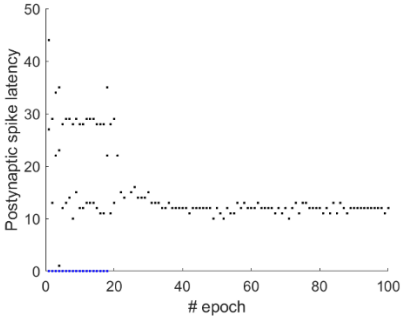


Рис. 2

Параметры сети требуют тонкой настройки для успешности и эффективности обучения. В данной модели частота предъявления паттерна γ_{pat} также влияет на успешность и эффективность обучения, что связано с тем, что в основе модели используется модель мемристора, демонстрирующего эффект пластичности, зависящей от частоты спайков [5].

Продемонстрировано, что нейрон с рассматриваемой моделью связей также может распознавать повторяющийся временной паттерн активности, перемежаемый пуассоновским шумом, частота повторения которого близка к частоте импульсов внутри паттерна, что усложняет его обнаружение. Проведено моделирование спайковой нейронной сети с 1 нейроном в выходном слое и 100 пресинаптическими нейронами во входном слое. Каждый пресинаптический нейрон генерирует спайк внутри паттерна только один раз и имеет случайно сгенерированное значение задержки времени относительно начала паттерна. Длительность паттерна L_{pat}=50 мс, средняя частота спайков в паттерне γ_{sp}=20 Гц. Между предъявлениями паттерна пресинаптические нейроны активируются в соответствии с пуассоновским шумом, частота шума γ_{noise}=17 Гц, γ_{pat}=2,5 Гц, g=1,15. На рис 2. представлена задержка постсинаптического спайка в зависимости от номера эпохи обучения. Нулевые значения соответствуют генерации отклика нейроном вне паттерна. Сначала выходной нейрон генерирует несколько спайков в ответ как на паттерн, так и на шум, затем нейрон генерирует отклик только в ответ на предъявление паттерна, что означает его детектирование.

Связи между пресинаптическими нейронами, генерирующими отклики в конце паттерна, и постсинаптическим нейроном эффективно облегчаются ввиду сильной асимметрии зависимости Δx от задержек между пост- и пре-спайками Δt в сторону ослабления, однако баланс между параметрами сети и частотой воздействия паттерна играет важную роль в успешном обучении.

Работа выполнена при частичной поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FSWR-2023-0031) и Национального физико-математического центра, секция № 9 “Искусственный интеллект и большие данные в технических, промышленных, природных и социальных системах”.

[1] Sun K., Chen J., Yan X. // Advanced Functional Materials. 2021. Vol. 31, no. 8. P. 2006773.
[2] Song S., Miller K.D., Abbott L.F. // Nature neuroscience. 2000. Vol. 3, no. 9. P. 919.
[3] Demin V.A. et al. // Neural Networks. 2021. Vol. 134. P. 64.
[4] Sboev A. et al. // Mathematics. 2021. Vol. 9, no. 24. P. 3237.
[5] Mishchenko M.A. et al. // Journal of Physics D: Applied Physics. 2022. Vol. 55, no. 39. P. 394002.
[6] Mikhaylov A. et al. //Advanced materials technologies. 2020. Vol. 5, no 1. P. 1900607.
[7] Mishchenko M.A., Kovaleva N.S., Mikhaylov A. // 2024 8th Scientific School Dynamics of Complex Networks and their Applications (DCNA). IEEE. 2024. P. 169.
[8] Masquelier T., Guyonneau R., Thorpe S.J. // PloS one. 2008. Vol. 3, no. 1. P. e1377.
[9] Lobov S.A. et al. // Sensors. 2020. Vol. 20, no. 2. P. 500.
[10] Sboev A. et al. // Mathematical Methods in the Applied Sciences. 2020. Vol. 43, no. 13. P. 7802.

АНАЛИЗ ДИНАМИКИ И СТРУКТУРНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ СЕТЕЙ LIF-НЕЙРОНОВ, ОБУЧЕННЫХ КЛАССИФИКАЦИИ MNIST И N-MNIST

Н.А. Кудряшкин[1, 2], Р.А. Кононов[1, 2], О.В. Масленников[1, 2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИПФ РАН

Введение

Спайковые нейронные сети (СНС) являются перспективным инструментом как для моделирования биологических нейронных систем, так и для создания энергоэффективных нейроморфных вычислительных архитектур. В данной работе исследована динамика двухслойных сетей LIF-нейронов (Leaky Integrate-and-Fire) [1, 2], обученных классификации баз данных MNIST и N-MNIST [3] с использованием метода градиентного спуска. Ключевым аспектом исследования стал анализ спайковых паттернов, генерируемых скрытым слоем нейронной сети. Для обработки паттернов применялись три метода: SpikeShip [4], частотный анализ – оценка частоты активации нейронов, косинусное сходство – метрика пространственной корреляции активностей. Результаты демонстрируют, что обученные сети формируют устойчивые спайковые паттерны, зависящие от входных стимулов, что свидетельствует о наличии механизмов эффективного кодирования информации.

Архитектура сетей

В качестве исследуемых моделей в работе использовались: сеть прямого распространения (FeedForward) и рекуррентная сеть (Recurrent). Каждая из них состояла из двух слоёв LIF-нейронов – «скрытый» слой из 256 нейронов и классифицирующий из 10 нейронов (по числу классов). Преобразование входов в целевые выходы сетями описывается уравнениями (1) и (2) соответственно для сети прямого распространения и рекуррентной сети:

$$Y_{forw}[t] = f\big(W_{out}\, f(W_{in}X[t])\big), \tag{1}$$

$$Y_{rec}[t] = W_{out}\, f\big(W_{in}X[t] + W_{rec}\, f(W_{in}X[t-1])\big), \tag{2}$$

где $Y[t],$ – вектор спайков с классифицирующего слоя в момент времени t, W_{in}, W_{out}, W_{rec} – матрицы весов входного, выходного и рекуррентного линейных слоёв, $f(X)$ – функция активации LIF-нейронов (вектор спайков), $X[t]$ – вектор входного сигнала в момент времени t.

Рекуррентность вносит сложную нелинейную динамику в работу сети. Рекуррентная связь реализована следующим образом: со скрытого слоя LIF-нейронов считываются спайки, которые на следующем шаге умножаются на веса и суммируются линейным слоем, после чего поступают снова на нейроны вместе с входами в сеть. Таким образом сеть сохраняет информацию о своей работе в предыдущий шаг, что улучшает обработку информации, распределённой во времени.

Обучение и анализ сетей

Рассмотренные сети обладают большим количеством параметров, настройка которых проведена методами машинного обучения, в частности – градиентным спуском с применением суррогатной функции арктангенса [1]. После 20-ти эпох были получены следующие точности классификации тестовой выборки:

Архитектура	**MNIST**	**N-MNIST**
Сеть прямого распространения	97.5 %	95.1 %
Рекуррентная сеть	96.9 %	96.6 %

Для анализа внутренней динамики сетей сгенерированы матрицы несходства на основе 100 спайковых диаграмм (по 10 на каждый класс). Матрицы содержат метрику различия, найденную для каждой пары диаграмм. Сравнение матриц косинусных расстояний для сетей прямого распространения представлено на рис. 1. Матрица необученной сети изображена слева, обученной – справа. Метрики, полученные частотным методом и методом SpikeShip имеют аналогичный вид.

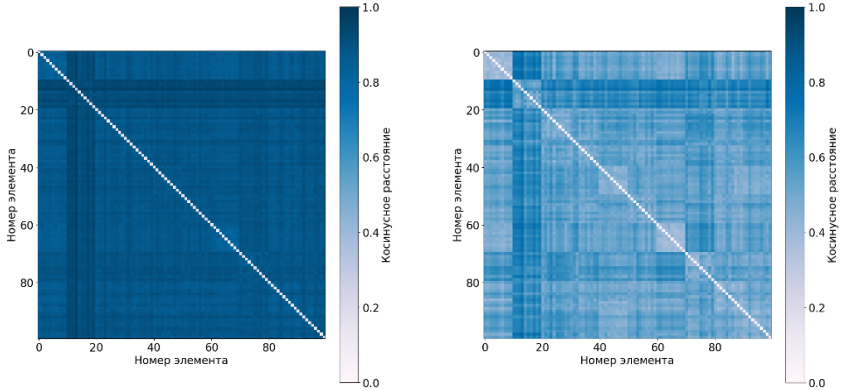


Рис. 1

Для рекуррентной сети также был проведён анализ несходства спайковых паттернов. Полученные матрицы несходства рекуррентной сети представлены на рис. 2. Аналогично, слева изображена матрица для необученной сети, а справа – для обученной.

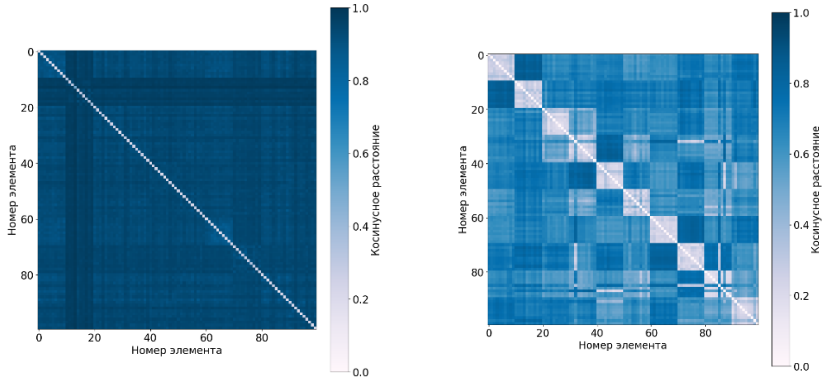


Рис. 2

Обнаружено, что обученные сети формируют более структурированные паттерны объекты одного и того же класса обладают схожими значениями метрик. Причём спайковые диаграммы рекуррентной сети лучше объединяют объекты одного класса и обеспечивают лучшую различимость, чем прямая сеть. Это объясняет тот факт, что в N-MNIST рекуррентная сеть показала точность выше, чем сеть прямого распространения.

Заключение

Применённые метрики (SpikeShip, частотный анализ, косинусное сходство) эффективно выявляют различия в спайковой активности. Обучение сетей приводит к кластеризации паттернов по классам, что подтверждает формирование специализированной реакции нейронов на входной сигнал. Рекуррентная архитектура демонстрирует преимущество в обработке распределённой во времени информации (N-MNIST). Также рекуррентная сеть благодаря наличию внутренней динамики лучше объединяет спайковые паттерны одного класса.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант № 23-72-10088)

[1] Eshraghian J.K. // Proceedings of the IEEE. 2023. Vol. 111, no. 9. P. 1016.
[2] Dmitrichev A.S., Kasatkin D.V., Klinshov V.V., Kirillov S.Yu., Maslennikov O.V., Shchapin D.S., Nekorkin V.I. // Izvestiya VUZ, Applied Nonlinear Dynamics. 2018. Vol. 26, no. 4. P. 5.
[3] Orchard G., Jayawant A., Cohen G.K., Thakor N. (2015) // Frontiers in Neuroscience. 2015. Vol. 9. P. 437.
[4] Sotomayor-Gómez B., Battaglia F.P., Vinck M. (2023) SpikeShip: A method for fast, unsupervised discovery of high-dimensional neural spiking patterns. // PLoS Comput Biol. 2023. Vol. 19, no. 7. P. e1011335.

БИФУРКАЦИИ ОДНОРОДНЫХ И НЕОДНОРОДНЫХ РЕШЕНИЙ В СИСТЕМЕ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ОСЦИЛЛЯТОРОВ БАУТИНА

А.А. Маркелов[1, 2)], А.С. Дмитричев[2)], В.И Некоркин[1, 2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Введение

Осциллятор Баутина является нормальной формой бифуркации Баутина, которая представляет собой обобщение бифуркации Андронова-Хопфа на случай, когда первая ляпуновская величина обращается в ноль, а вторая – не равна нулю[1]. Связанные осцилляторы Баутина служат эффективной моделью для исследования разнообразных нелинейных динамических эффектов, например синхронизации и подавления колебаний, наблюдаемых в различных сетевых системах[2,3].

Здесь мы представляем новые результаты исследования поведения ансамбля из двух связанных осцилляторов Баутина, динамика которого описывается следующей системой:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = (\alpha + i\omega_1)z_1 + \beta z_1|z_1|^2 - z_1|z_1|^4 + c(z_2 - z_1) \\ \dot{z}_2 = (\alpha + i\omega_2)z_2 + \beta z_2|z_2|^2 - z_2|z_2|^4 + c(z_1 - z_2) \end{cases}, \quad (1)$$

где $\boldsymbol{z_i(t), i = 1, 2}$ характеризуют состояние $\boldsymbol{i}$-го осциллятора в момент времени $\boldsymbol{t}$; $\boldsymbol{\alpha}$ и $\boldsymbol{\beta}$ – действительные параметры системы, задающие его динамику, $\boldsymbol{\omega_i}$ – собственная частота осциллятора, $\boldsymbol{0 < c}$ – параметр, характеризующий силу связи между осцилляторами.

Ранее мы показали, что в системе (1) существуют однородные предельные циклы и инвариантные торы, которые отвечают периодическим и квазипериодическим колебаниям осцилляторов с равными амплитудами[4]. В настоящей работе установлено, что кроме однородных решений в системе (1), существуют и неоднородные решения, которые отвечают колебаниям осцилляторов с различными амплитудами.

Периодические решения

Показано, что имеются два типа неоднородных периодических решений (обозначим их I_1, I_2), которые возникают парами в результате бифуркаций типа «вилка» (pitchfork), которые обусловлены изменением устойчивости многообразий однородных седловых циклов и имеют место при пересечении кривых Δ_2 (рис. 1, $\Delta = \omega_2 - \omega_1$) и Δ_1, Δ_3 (рис. 2) соответственно. Была выделена область существования каждой пары неоднородных циклов и проведён анализ их устойчивости. Область существования пары неоднородных циклов I_1 (рис. 1), кроме кривой Δ_2, ограничена линией HH и кривой SF_{inh}. При пересечении линии HH, происходит рождение неустойчивого однородного инвариантного тора и двух неоднородных седловых циклов в результате изменения устойчивости состояния равновесия в начале координат. Кривая SF_{inh} в свою очередь, отвечает седло-узловой бифуркации между обеими парами неоднородных циклов. Установлено, что пара I_1 не меняет устойчивость во всей области существования, оставаясь седловой. Область существования пары неоднородных циклов I_2 (рис. 2), кроме кривых Δ_1, Δ_3 ограничена только кривой SF_{inh}. Установлено, что данная пара

меняет свою устойчивость на кривой NS, на которой пара комплексно-сопряженных мультипликаторов попадает на единичную окружность, т. е происходит бифуркация Неймарка-Сакера. Выше этой кривой пара I_2 является устойчивой, а ниже – седловой.

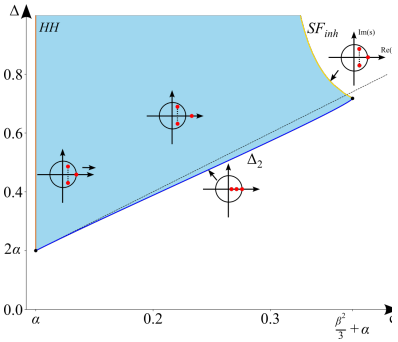


Рис. 1

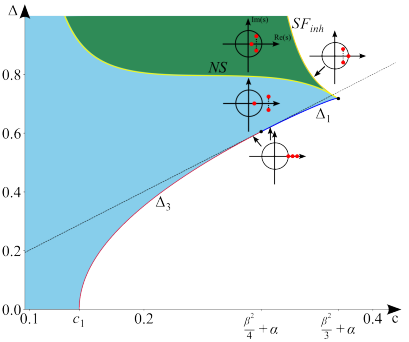


Рис. 2

Инвариантные торы

Помимо предельных циклов, в системе наблюдаются двумерные инвариантные торы, также рождающиеся парами. Области их существования приведены на рис. 3. Одна из пар инвариантных торов возникает в результате упомянутой ранее бифуркации Неймарка-Сакера, происходящей при пересечении кривой $NS = NS^+ \cup NS^-$ (рис. 2 и 3). При этом при пересечении кривой NS^+ имеет место суперкритическая бифуркация, и в сторону уменьшения параметра Δ, рождаются устойчивые торы, существующие в области 1. В свою очередь, при пересечении кривой NS^- имеет место субкритическая бифуркация и, в сторону увеличения параметра Δ, рождаются неустойчивые торы, существующие в области 3. Ещё одна пара устойчивых неоднородных инвариантных торов формируется при пересечении кривой T в сторону увеличения параметра c, соответствующей слиянию устойчивого и неустойчивого однородных торов. Данная пара решений существует в областях 2 и 3.

На кривых G_1 и G_3 происходит разрушение соответствующих торов в результате каскадов бифуркаций удвоения периода и последующей их хаотизации. Кривая G_2 соответствует слиянию торов, образованных в результате субкритической бифуркации Неймарка-Сакера и устойчивых торов, образованных при пересечении кривой T.

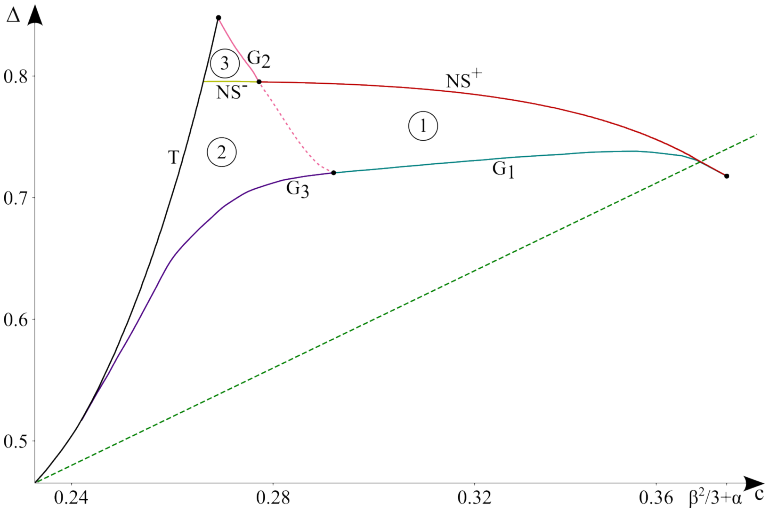


Рис. 3

Заключение

Были исследованы бифуркации, соответствующие рождению/исчезновению неоднородных решений различного типа. Изучена область существования и устойчивость таких решений, а также показана их связь с однородными решениями системы.

Работа поддержана научно-образовательным математическим центром “Математика технологий будущего” (Соглашение № 075-02-2025-1639).

[1] Kuznetsov Y.A. Elements of applied bifurcation theory. – New York: Springer, 1998, p. 307.
[2] Kato Y., Kori H. // Scientific Reports. 2024.Vol. 14. P. 1461.
[3] Emelianova A.A., Maslennikov O.V., Nekorkin V.I. // Chaos. 2022. Vol. 32, no. 6. P. 063126.
[4] Маркелов А.А., Дмитричев А.С., Некоркин В.И // В кн.: Тр. XXVIII научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 201.

НОВЫЙ ТИП ХИМЕРНЫХ СОСТОЯНИЙ В АНСАМБЛЕ АКТИВНЫХ ЧАСТИЦ

П.А. Щербаков, Г.В. Осипов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Исследование коллективной динамики мобильных осцилляторов с нелокальными связями представляет собой активно развивающуюся междисциплинарную область на пересечении физики, биологии и химии. Значительный прогресс в этой теме демонстрируют работы, охватывающие как фундаментальные теоретические модели, так и прикладные биологические системы.

Например, в биологическом контексте модель подвижных осцилляторов успешно применяется для описания паттернов эмбрионального развития позвоночных [1], а также для анализа синхронизации бактерий *E. coli* в системах связанных микрополостей [2]. На теоретическом уровне ключевые результаты включают доказательство глобальной синхронизации для роя осцилляторов (свармоляторов) в кольцевой геометрии [3] и исследование нестандартных режимов коллективного поведения в системах с внешним «контрагентом», нарушающим синхронизацию [4].

В работе рассматривается специфический тип движения частиц, который приводит к формированию нового динамического режима. Этот режим имеет три качественно различных участка: градиентный, химеру и некогерентный.

Модель

При условии нулевых собственных частот связь между фазовыми осцилляторами описывается уравнением:

$$\dot{\varphi}_k = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} G(x_j - x_k)\, sin\big(\varphi_j - \varphi_k - \alpha\big), \qquad (1)$$

где φ_k – фаза k-го осциллятора, N – число осцилляторов, α – параметр фазового сдвига. Экспоненциальное ядро нелокального взаимодействия:

$$G(x) = H\frac{cosh\, H\left(|x| - \frac{L}{2}\right)}{2\, sinh\frac{HL}{2}}, \qquad (2)$$

где H – параметр нелокального взаимодействия, L – длина кольца, в котором расположены осцилляторы.

Осцилляторы движутся по закону:

$$x_k = \frac{kL}{N} + A_k \sin \Omega t, \qquad (3)$$

где $\Omega = 0.01$ – частота колебаний, A_k – амплитуда k-й частицы. Амплитуды определяются следующим образом:

$$A_k = \begin{cases} s_k, \left| x_k(0) - \frac{L}{2} \right| \le 0.1 \\ 0, \text{иначе} \end{cases} \quad (4)$$

Здесь s_k – это реализация случайной величины с равномерным распределением на отрезке $[c-a, c+a]$. Набор реализаций фиксируется в начальный момент времени и дальше не меняется.

В работе рассматривается случай притягивающей связи при $\alpha = 1.4572$.

Экспериментальные результаты

Положим $c = 0, a = 0.1953125$. Имеем следующее разделение нового режима. Три участка: (A) – когерентный, (B) – некогерентный, (C) – градиентный:

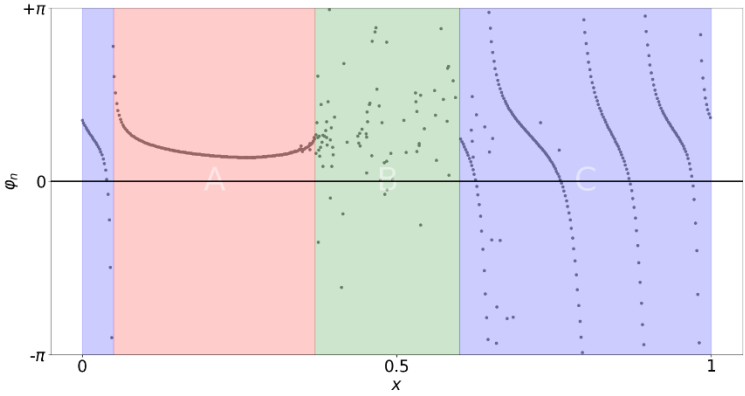


Рис. 1

Мы введём вспомогательную числовую характеристику, которая является вариантом преобразования Фурье:

$$|R_{1,m}(t)| = \left| \sum_{k=1}^{N} exp(i\varphi_k - imx_k) \right|. \quad (5)$$

Она увязывает вместе корреляции иксов и фаз. Продемонстрируем эффект компенсации колебаний когерентного кластера при линейном сдвиге фиксированной выборки. На четырех левых диаграммах находятся мгновенные снимки фазового профиля, пассивные частицы окрашены в синий, активные в красный. Диаграмма (f) демонстрирует модуль величины среднего поля $|Z(x,t)|$. Диаграмма (e) соответствует $|\mathrm{R}_{1,\mathrm{m}}(\mathrm{t})|$. При $c = 0.048828, a = 0.48828125$ мы можем наблюдать колебания когерентного кластера с присутствием старших гармоник:

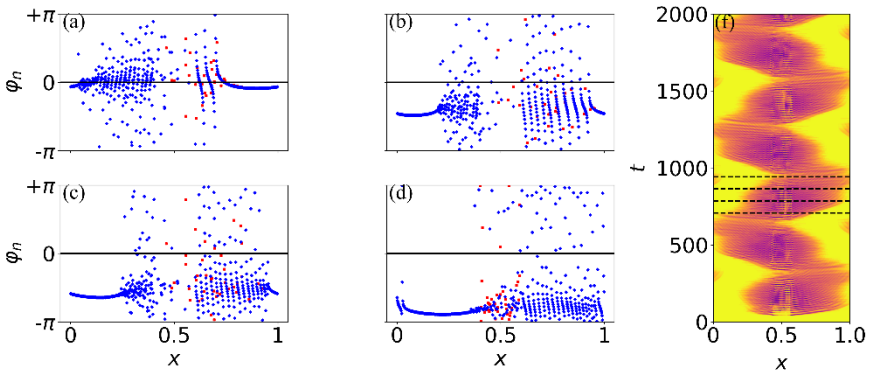


Рис. 2

При увеличении до значения $c = 0.097656$ мы видим, что за счет сдвига выборочного среднего колебания скомпенсировались:

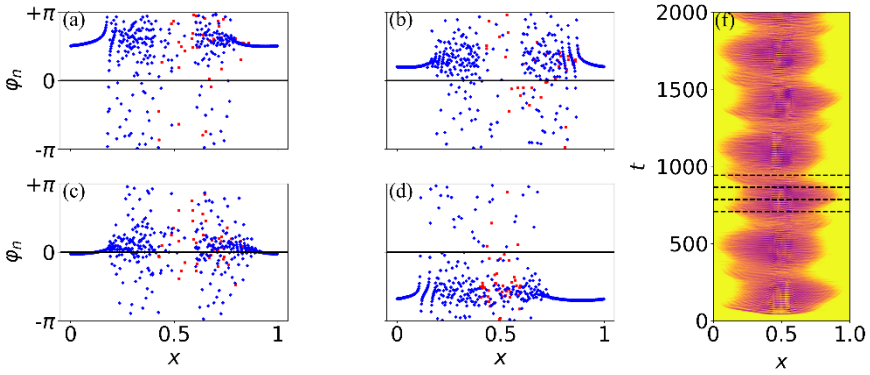


Рис. 3

Если дальше увеличить c до 0.146484, то колебания возникнут вновь

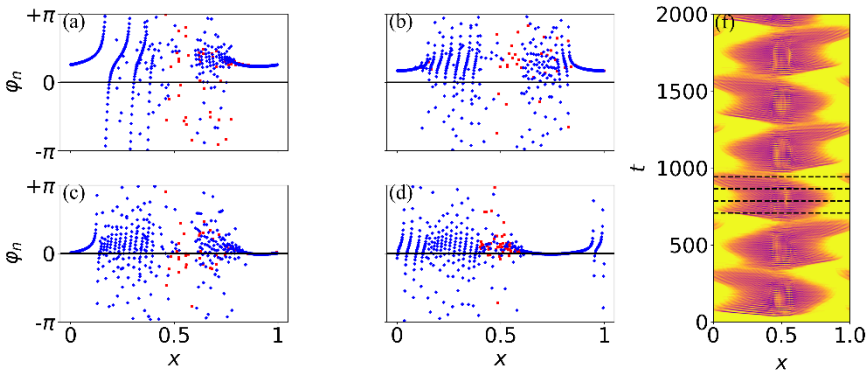


Рис. 4

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ, проект FSWR-2020-0036.

[1] Uriu K., Morelli L.G. // Physical Review E. 2025. Vol. 111, no. 2. P. 24.
[2] Japaridze A. et al. // Small. 2025. Vol. 21, no. 3. P. 40.
[3] O'Keeffe K. // Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science. 2025. Vol. 35, no. 2. P. 43.
[4] Sar G.K. et al. // Physical Review E. 2025. Vol. 111, no. 1. P. 14.

КОНКУРЕНТНОЕ ОБУЧЕНИЕ КОЛЛЕКТИВНОГО КЛАССИФИКАТОРА С БИОЛОГИЧЕСКИ ОБОСНОВАННОЙ ФУНКЦИЕЙ ОТКЛИКА

А.А. Сутягин, О.И. Канаков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время наблюдается устойчивый интерес к задачам машинного обучения, в частности к классификации, которая сводится к отображению пространства признаков объекта в дискретное множество классов на основании значений этих признаков. Подобные задачи, как правило, решаются в рамках алгоритмов для цифровых вычислительных систем, однако аналогичные принципы реализуются и в биологических системах, таких как нервная и адаптивная иммунная системы.

Для построения обучаемого классификатора, возвращающего метку класса по входному набору признаков, применяется ансамблевый подход на основе элементов с ограниченной сложностью. Обучение осуществляется путём изменения состава ансамбля. В ряде работ [1], [2] и [3] показано, что стратегия обучения, основанная на механизме конкуренции с сосуществованием, при увеличении объёма обучающей выборки позволяет приближаться к байесовской границе точности классификации.

Модифицированная модель конкуренции с сосуществованием без учёта внешнего сортировщика и подсистема обучения

Одним из общих ограничений методов селекции при обучении коллективных классификаторов является необходимость применения внешнего сортирующего механизма. Это означает, что обучение не обусловлено внутренней динамикой системы. В связи с этим возникла задача разработки моделей, в которых обучение классификатора происходит за счёт собственной популяционной динамики, без использования внешнего селектора.

Дополнительно требуется обеспечить устойчивость обученного состояния: в предыдущих моделях после завершения обучения система возвращалась к исходной конфигурации, фактически «забывая» полученные результаты.

Решение первой задачи предполагает внедрение механизма конкурентной популяционной динамики между элементами ансамбля и настройку параметров конкурентоспособности на основе обучающей выборки. Для решения второй задачи необходимо, чтобы относительное распределение типов элементов ансамбля сохранялось вне процесса обучения либо изменялось существенно медленнее, чем характерное время сохранения обученного состояния.

Рассмотрим модель, демонстрирующую динамику концентрации клеток i-го типа при $i = 1 \dots s$, где s – количество типов клеток:

$$\dot{n}_i = b_i n_i (1 - \frac{1}{N_c} \sum_k n_k) - (1 - b_i) \frac{n_i^2}{N_c}, \quad (1)$$

где n_i – концентрация i-го типа клеток, b_i – коэффициент выживаемости для i-го типа клеток, N_c – общее количество клеток. Сохранение ансамбля в модели (1) затруднено, поскольку обучение регулируется параметрами b_i, , управляющими выживаемостью

клеточных типов. По завершении обучения значения b_i должны быть унифицированы в соответствии с характеристиками базового элемента, что приводит систему к равновесному состоянию с одинаковыми численностями всех типов — фактически, к утрате результатов обучения.

Для устранения этого эффекта предлагается модификация модели: параметр b_i, , определяющий интенсивность конкуренции, будет влиять исключительно на внутривидовую конкуренцию, описываемую квадратичным членом концентрации. При этом межвидовая конкуренция за общий ресурс сохраняется одинаковой для всех типов. Такой подход обеспечивает синхронное завершение внутривидовой конкуренции после обучения и позволяет сохранить достигнутое соотношение численностей типов до достижения ёмкости среды $\sum_i n_i = N_c$.

Для реализации указанного подхода правая часть каждого уравнения модели нормируется по b_i, , после чего вводятся новые обозначения параметров, соответствующие обновлённой структуре взаимодействий.

$$\dot{n}_i = n_i(1 - \frac{1}{N_c}\sum_k n_k) - k_i \frac{n_i^2}{N_c}, \text{где} \tag{2}$$

$$k_i = \frac{1 - b_i}{b_i}. \tag{3}$$

Ограничение $b_i \in (0,1)$ переходит в $k_i \in (0, +\infty)$. Если параметры k_i постоянны во времени и удовлетворяют указанного ограничению, то выражение для состояния равновесия (2) сохраняет силу и с учётом преобразования принимает вид:

$$\dot{n}_i = \frac{N_c}{k_i}\left(1 + \sum_i^s k_i^{-1}\right)^{-1}. \tag{4}$$

Сформулируем стратегию обучения. Обозначим через x -- вход классификатора. Для каждого типа клетки задана функции отклика $f_i(x)$, к описанию которой вернёмся дальше, определённая на пространстве признаков, которая характеризует реакцию i-го типа клеток на входное значение x. Обучающая выборка представлена последовательностью примеров $\{\pi\}_{\alpha=1}^{N_{learn}}$, где N_{learn} – общее количество обучающих примеров, каждый из которых представляет собой пару $\pi_\alpha = (x_\alpha, c_{alpha})$, состоящую из значения признака x_α с известной меткой класс $c_\alpha \in +, -$, где «+» соответствует положительному отклику, а «-» – отрицательному. Предполагается, что примеры предъявляются последовательно в случайном порядке. Продолжительность предъявления каждого примера фиксирована и равна T_s; а паузы между примерами отсутствуют:

$$\dot{k}_i = \begin{cases} -\tau_l^{-1}k_i, & \text{вне процесса обучения,} \\ -\tau_l^{-1}f_i(x_\alpha)(k^+ - k_i), & \text{если } c_\alpha = +, \\ -\tau_l^{-1}f_i(x_\alpha)(k^- - k_i), & \text{если } c_\alpha = -, \end{cases} \tag{5}$$

где α – номер предъявляемого в данный момент обучающего примера, τ_l – временной масштаб процесса обучения, k^+ и k^- – константы, которые соответствуют предельным

значения для $k_i(t)$ в зависимости от принадлежности обучающих примеров к тому или иному классу.

Биологически обоснованная функция отклика и заключение

В качестве функции отклика будем использовать двугенную схему сенсор-отклика [5], которая состоит из двух модулей: **модуль сенсора, в котором** индуцируемый промотор активируется входным химическим сигналом X и синтезирует транскрипционный фактор U; **модуль репортера,** где промотор реагирует на U, активируясь при средних концентрациях и репрессируясь при высоких, обеспечивая колоколообразный отклик. Математическая модель такого отклика представлена следующим образом, а результат визуализации показан на рис. 1:

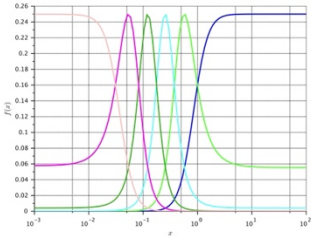


Рис. 1

$$f(x,\ m_u, m_g) = \frac{r_g\left(r_u(x; m_u)/\mu_u\ ; m_g\right)}{\mu_g}, \text{где} \tag{6}$$

$$r_u(x;\ m_u) = m_u \frac{\alpha A_u^{p_u} + x^{p_u}}{A_u^{p_u} + x^{p_u}}, \tag{7}$$

$$r_g(u;\ m_g) = m_g \frac{A_g^{p_s} x^{p_s}}{\left(A_s^{p_s} + x^{p_s}\right)^2}. \tag{8}$$

Обозначения следующие: x и u – концентрации X и U, $r_u(x)$ и $r_g(u)$ – скорости производства U и GFP, μ_u, μ_g – скорости деградации**.**

Функции условной вероятности задаются в виде гауссовских распределений, при этом для положительного класса используется бимодальное распределение, как показано на рис. 2. Визуализация обучающих примеров и отклика классификатора на рис. 3 показывает, что решающее правило, выработанное системой, близко к байесовскому. Это подтверждает, что модернизированная модель конкуренции с сосуществованием – без внешнего сортировщика и с учётом биофизически реалистичных (колоколообразных) профилей отклика – сохраняет способность к обучению. При этом, несмотря на общее согласование с байесовским правилом, результаты не являются строго оптимальными и демонстрируют чувствительность к положению и ширине функций отклика рис. 4 и рис. 5. Это указывает на необходимость более детальной настройки параметров модели и, возможно, адаптивного размещения клеточных типов в пространстве признаков для повышения точности классификации.

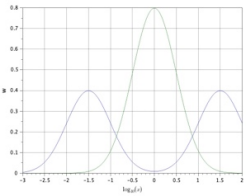


Рис. 2

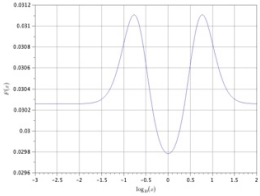


Рис. 3

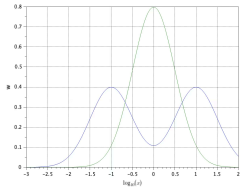


Рис. 4

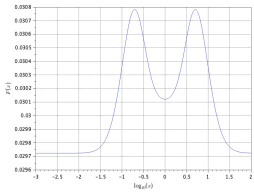


Рис. 5

[1] Kanakov O. et al. // PLoS One. 2015. Vol. 10, no. 5. P. e0125144.
[2] Kanakov O.I., Ivanchenko M.V., Tsimring L.S. // Opera Medica & Physilogica. 2016. Vol. 2 (S1). P. 53.
[3] Сутягин А.А., Канаков О.И. // Известия вузов. ПНД. 2021. Т. 29, № 2. С. 220.
[4] Сутягин А.А., Канаков О.И. // Известия вузов. ПНД. 2024. Т. 32, № 2. С. 160.
[5] Didovyk A., Kanakov O.I., Ivanchenko M.V., Hasty J., Huerta R., Tsimring L.S. // ACS Synthetic Biology. 2015. Vol. 4, no. 1. P. 72.

Секция «Фундаментальные и прикладные задачи теории нелинейных колебаний»

Заседание секции проводилось 20 мая 2025 г.
Председатель – В.В. Матросов, секретарь – Н.С. Ковалева.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ»

Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

КАК ОБНАРУЖИТЬ БЛАНЕТЫ?

А.В. Клюев, А.В. Якимов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Бланеты — гипотетический класс экзопланет, которые могут образовываться в аккреционном диске вокруг достаточно больших чёрных дыр, таких как сверхмассивные чёрные дыры в центрах галактик. В 2019 году группа астрономов и экзопланетологов показала, что вокруг сверхмассивной чёрной дыры есть безопасная зона, на орбите которой могут находиться тысячи бланет [1, 2].

Этимология самого названия “бланета” происходит от сочетания английских слов “black hole” и “planet”, т.е. чёрная дыра и планета.

Для того чтобы бланеты из класса гипотетических объектов перешли в класс реальных наблюдаемых, необходимо разработать методы их обнаружения.

К сожалению, ни один из существующих методов обнаружения экзопланет, похоже, не применим для обнаружения бланет.

Рассмотрим основные методы поиска экзопланет [3, 4] и их применимость для поиска бланет.

1. Метод Доплера — спектрометрическое измерение радиальной скорости звезды. Самый распространённый метод. Позволяет обнаружить планеты с массой не меньше нескольких масс Земли, расположенные в непосредственной близости от звезды, и планеты-гиганты с периодами обращения до примерно 10 лет. Планета, обращаясь вокруг звезды, как бы раскачивает её, см. рис. 1 (а), и мы можем наблюдать доплеровское смещение спектра звезды.

Метод позволяет определить амплитуду колебаний радиальной скорости для пары “звезда — одиночная планета”, массу планеты, период обращения, эксцентриситет и нижнюю границу значения массы экзопланеты. Этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. даже очень массивная гипотетическая бланета не сможет оказывать заметного влияния на сверхмассивную чёрную дыру.

2. Транзитный метод — метод, основанный на наблюдении уменьшения светимости звезды при прохождении планеты на её фоне, см. рис. 1 (б). Позволяет определить размеры планеты, а в сочетании с методом Доплера — плотность планеты. Даёт информацию о наличии атмосферы и её составе. Следует понимать, что этим методом можно обнаружить лишь те планеты, орбита которых лежит в одной плоскости с точкой наблюдения. Очевидно, что в “чистом” виде, этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. черная дыра не излучает электромагнитные волны (за исключением, быть может, излучения Хокинга [5]). Однако чёрная дыра может быть источником рентгеновского излучения (точнее взаимодействие магнитных полей с аккреционным диском вокруг чёрной дыры). В этом случае, если бланета каким-либо образом затмевает во время своего движения рентгеновский источник, который представляет собой чёрную дыру, то появляется гипотетическая возможность обнаружить бланету.

3. Метод гравитационного микролинзирования. Между наблюдаемым объектом (звездой, галактикой) и наблюдателем на Земле должна быть другая звезда, выступающая в роли линзы и фокусирующая своим гравитационным полем свет наблюдаемой звёздной системы, см. рис. 1 (в). Если у звезды-линзы есть планеты, то появляется асимметричная кривая блеска, и, возможно, отсутствие ахроматичности. У этого метода

крайне ограниченное применение. Метод чувствителен к планетам с малой массой, вплоть до земной. Однако этот метод, на первый взгляд, не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. чёрная дыра не излучает электромагнитные волны, и говорить об увеличении яркости при прохождении объекта-линзы перед фоновым объектом не приходится. Однако даже если объект-линза не виден совсем, то кратковременная вспышка вполне может наблюдаться, и по её асимметрии можно будет судить о наличии у объект-линза (чёрной дыры) бланет.

4. Астрометрический метод — метод, основанный на изменении собственного движения звезды под гравитационным воздействием планеты. С помощью астрометрии были уточнены массы некоторых экзопланет, в частности, Эпсилона Эридана b. Будущее этого метода связано с орбитальными миссиями, такими, как Space Interferometry Mission (SIM). Этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. даже очень массивная гипотетическая бланета не сможет оказывать заметного влияния на сверхмассивную чёрную дыру, см. рис. 1 (г).

5. Радионаблюдение пульсаров. Если вокруг пульсара вращаются планеты, то излучаемый пульсаром сигнал имеет осциллирующий характер, см. рис. 1 (д). Мощные направленные пучки излучения пульсара образуют в пространстве конические поверхности. Если на такой поверхности окажется Земля, тогда возможно зарегистрировать данное излучение. К настоящему времени у двух пульсаров найдено пять планет (3+2). Очевидно, метод пригоден только для планет, вращающихся вокруг пульсара или магнитара (разновидность быстро вращающейся нейтронной звезды с экстремально сильным магнитным полем), который также излучает узкие направленные пучки, включая, как предполагается, некоторые экзотические частицы [6], аналоги которых были ранее обнаружены в определённых типах твёрдых тел [7-11]. Для обнаружения бланет, возможно этот метод может быть полезен, только если пульсар образует двойную систему с черной дырой. Но если чёрная дыра является сверхмассивной, то влияние партнера будет пренебрежимо мало, и орбиты бланет будут определяться чёрной дырой.

6. Метод прямого наблюдения — метод получения прямых изображений экзопланет посредством изолирования экзопланет от света их звезды, см. рис. 1 (е). С помощью метода получено изображение четырёх планет системы HR 8799. Так как метод даёт наилучшие результаты для планет, удалённых от своей звезды на ~10—100 а.е. и горячих из-за тепла, оставшегося после их образования, метод применяется для поиска планет около молодых звёзд.

Космический телескоп имени Джеймса Уэбба, благодаря огромному зеркалу (диаметром 6,5 м) и высокой разрешающей способности, способен напрямую обнаруживать экзопланеты, а также подробно изучать состав их атмосфер.

Очевидно, этот метод не применим для поиска и обнаружения бланет, т.к. расстояния до сверхмассивных чёрных дыр велики, и прямые наблюдения недоступны для современной техники.

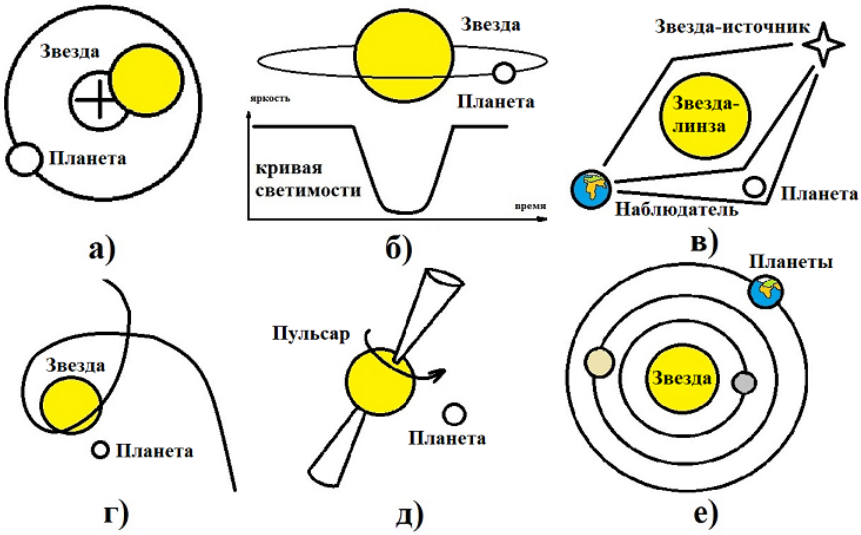


Рис. 1

Таким образом, из проведённого анализа видно, что хоть какую-то надежду обнаружить бланеты, с некоторыми оговорками, дают метод гравитационного микролинзирования и транзитный метод радионаблюдения в рентгеновском диапазоне, в том числе двойных систем чёрных дыр и звёзд-компаньонов, см. рис. 2.

Если у чёрной дыры есть спутник, например звезда, то в такой парной системе чёрная дыра может притянуть к себе вещество своего спутника, и образовать аккреционный диск — яркий, наблюдаемый источник рентгеновского излучения. При этом некоторые экзопланеты могут находиться на почти полярной орбите. Таким образом, предполагая, что могут быть планеты, движущиеся под определённым углом к плоскости орбиты двойной системы, получим ситуацию, когда орбита планеты может пересекать мощные пучки рентгеновского излучения, и, двигаясь по такой орбите, планета может затмевать собой рентгеновский источник, см. рис. 2. Здесь показана планета, вращающаяся вокруг центра масс рентгеновской двойной звезды (чёрной дыры и компаньона).

Следует отметить, что в сентябре 2020 года было объявлено об обнаружении в галактике Водоворот кандидата в экзопланеты M51-ULS-1 b, вращающегося вокруг массивной рентгеновской двойной звезды M51-ULS-1.

Планета была обнаружена затмениями рентгеновского источника (XRS), который состоит из звёздного остатка (нейтронной звезды или чёрной дыры) и массивной звезды, вероятно, сверхгиганта B-типа [12].

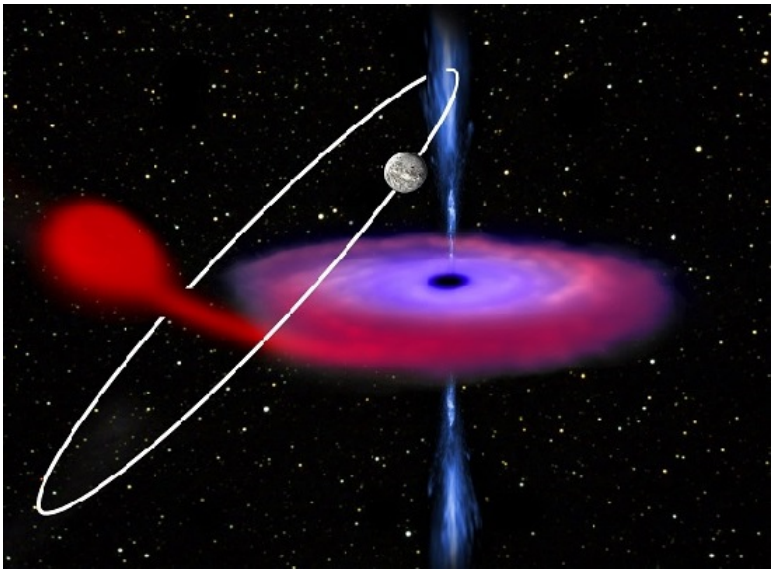


Рис. 2

Планета была бы немного меньше Сатурна и вращалась бы на расстоянии нескольких десятков а.е. от центра масс рентгеновской двойной звезды.

[1] Wada K., Tsukamoto Y., Kokubo E. // The Astrophysical Journal. 2019. Vol. 886, no. 2. P. 107.
[2] Wada K., Tsukamoto Y., Kokubo E. // The Astrophysical Journal. 2021. Vol. 900, no. 1, P. 96.
[3] Wright J.T., Gaudi B.S. // arXiv:1210.2471. 2012.
[4] Fischer D.A., Howard A.W., Laughlin G.P., Macintosh B. // arXiv:1505.06869. 2015.
[5] Hawking S.W. // Nature. 1974. Vol. 248, no. 5443. P. 30.
[6] Klyuev A.V. // Phys. Rev. D. 2024. Vol. 110, no. 2. P. 023011.
[7] Рыжкин И.А. // ЖЭТФ. 2005. Т. 128, вып. 3. С. 559.
[8] Castelnovo C., Moessner R., Sondhi S.L. // Nature. 2008. Vol. 451, no. 1. P. 42.
[9] Klyuev A.V., Ryzhkin M.I., Yakimov A.V. // Fluct. Noise Lett. 2017. Vol. 16, no. 4. Article ID 1750035, 8 pages.
[10] Dusad R., Kirschner F. K. K., Hoke J. C., Roberts B., Eyal A., Flicker F., Luke G.M., Blundell S.J., Davis J.C.S. // Nature. 2019. Vol. 571, no. 7764. P. 234.
[11] Klyuev A.V., Ryzhkin M.I., Yakimov A.V., Spagnolo B. // J. Stat. Mech.: Theory Exp. 2019. P. 094005.
[12] Di Stefano R., Berndtsson J., Urquhart R., Soria R., Kashyap V.L. // Nature Astronomy. 2021. Vol. 5. P. 1297.

МЕТОД ПОИСКОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАЛОРАЗРЯДНЫХ ЦИФРОВЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ

А.С. Рязанова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Рассматриваются вопросы разработки поискового метода проектирования малоразрядных линейных цифровых фильтров на основе концепций математического нелинейного и динамического программирования с учетом возможностей реализации фильтров на цифровых платформах с целочисленной арифметикой вычислений. Предложен алгоритм динамического квантования коэффициентов нормализованного цифрового фильтра с постановкой задачи оптимизации на дискретном множестве коэффициентов с заданной разрядностью их представления. Приводится структура двухуровневого поискового метода синтеза малоразрядных высокоскоростных цифровых фильтров на основе концепций нелинейного программирования на верхнем уровне и динамического программирования на уровне нижнем.

Введение

Цифровой КИХ-фильтр в своем каноническом представлении является дискретной системой, для которой соотношение между входной x_n и выходной y_n временными последовательностями определяется уравнением линейной свертки

$$y_n = \sum_{k=0}^{N} h_k x_{n-k}, \qquad (1)$$

где постоянные коэффициенты h_k являются отсчётами импульсной характеристики фильтра. Входное окно фильтра составляет *N+1* отсчётов, при этом значение *N* определяет порядок КИХ-фильтра. Его передаточная функция имеет вид

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N} h_k z^{-k}, \qquad (2)$$

а частотная характеристика представляет собой тригонометрический полином:

$$H(\omega) = H\left(\omega e^{j\omega T}\right) = \sum_{k=0}^{N} h_k\, e^{-jk\omega T} = |H(\omega)| e^{j\varphi(\omega T)}. \qquad (3)$$

Совокупное качество КИХ-фильтра определяется как его селективной способностью, так и быстродействием, при этом под селективной способностью понимают возможность удовлетворения совокупности требуемых характеристик фильтра в частотной области, а вычислительные затраты определяет арифметика вычислений и длина слова коэффициентов (разрядность) цифрового КИХ-фильтра.

Вопросы квантования при аналитическом расчёте КИХ-фильтра хорошо изучены, но в целом можно отметить, что при высоком порядке фильтра (N > 100) существенные трудности в плане выполнения заданных спецификаций возникают уже при квантовании вещественных данных до 8 –10 бит.

Однако возможность прямого синтеза цифровых КИХ-фильтров непосредственно в целочисленном пространстве параметров может быть предоставлена методологией целочисленного нелинейного программирования (ЦНП), общее описание которой приведено в работах [1 - 4]. Естественно, целочисленные операции на любой цифровой платформе выполняются значительно быстрее, чем операции вещественных вычислений. Идеология ЦНП позволяет эффективно проектировать целочисленные фильтры с заданной разрядностью представления данных и максимальном выполнении требований к совокупности частотных характеристик фильтра при произвольной форме их задания.

Алгоритм динамического квантования

Рассмотрим алгоритм динамического квантования на примере квантования коэффициентов нормализованного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения m-звеньев второго порядка ($m=N/2$, где N - порядок фильтра), с передаточной функцией [5]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^{m} \frac{b_{0i} + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{a_{oi}}. \qquad (5)$$

Из соотношения (5) легко получается разностное уравнение для одного целочисленного звена:

$$y_n = \frac{b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2}}{a_0}, \qquad (6)$$

где x_n, y_n – входная и выходная целочисленные временные последовательности, a_0 – нормирующий множитель power-of-two для каждого звена фильтра:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, W_k - 1} \quad i = \overline{1, m}, , \qquad (7)$$

где W_k – длина битового слова целочисленных коэффициентов, включая знак.

На первом, стартовом этапе неквантованные коэффициенты n-мерного вещественного пространства $X \in E^n$ сначала квантуются целочисленным кодом (1) со стартовой высокой разрядностью Rmax (блоки 1 –3), формируя тем самым дискретное целочисленное решение на квантованном множестве коэффициентов $IX \in I_{R\,max}^n$ с соответствующей функциональной ошибкой квантования (4). Затем на этом дискретном множестве ставится задача оптимизации дискретных коэффициентов данной разрядности по общей для всех этапов динамического квантования целевой функции (4), как задачи целочисленного нелинейного программирования

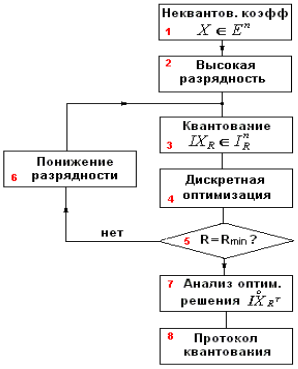


Рис. 1

(блок 4), которая для каскадного КИХ-фильтра с передаточной функцией (5) записывается так:

$$F^0(\boldsymbol{IX^0}) = min\, F(\boldsymbol{IX}) \quad \boldsymbol{IX} \in I^{4m} \tag{8}$$

$$-2^{W_{k-1}} < b_{di} < 2^{W_{k-1}} \quad d = \overline{0,2} \quad i = \overline{1,m} \tag{9}$$

$$a_{0i} \in \{2^q\} \quad q = \overline{0, W_k - 1} \quad i = \overline{1,m} \tag{10}$$

$$K_i^{min} \le \left|K_i\left(e^{j\omega T}\right)\right| \le K_i^{max} \quad i = \overline{1,m} \tag{11}$$

где m – число звеньев второго порядка, d – индекс коэффициента передаточной функции звена (5), $\boldsymbol{IX}$ – вектор многомерного целочисленного пространства параметров, $F(\boldsymbol{IX})$ – целевая функция, K_i^{min}, K_i^{max} – допустимые границы изменения коэффициента усиления i-го звена фильтра.

Экстремальная задача синтеза (8) записана относительно целочисленного пространства I^{3m} параметров (коэффициентов фильтра), размерностью $3m$. Ограничения (9) задают границы изменения этих целочисленных коэффициентов, а соотношение (10) определяет принадлежность нормирующих коэффициентов a_{0i} биномиальному ряду power-of-two. Ограничения (11) масштабируют коэффициенты передачи звеньев в заданный интервал и в алгоритме минимизации реализуются применением штрафных функций.

Двухуровневый метод поискового проектирования малоразрядных фильтров

Как видно, приведённый выше алгоритм динамического квантования выполняется только на втором уровне разработанного метода поискового синтеза цифровых фильтров минимальной разрядности. Вначале же необходимо получить неквантованное идеальное решение в вещественном непрерывном пространстве $X^0 \in E^n$ без учёта факторов практической его реализации, что и является основной задачей естественного верхнего уровня общей структуры (рис. 2) поискового метода проектирования малоразрядных фильтров. Две принципиальные задачи решаются на верхнем уровне проектирования:

1) отделения зоны глобального экстремума полимодальной целевой функции;
2) уточнение координат глобального экстремума с необходимой точностью.

Рис. 2

В непрерывном вещественном пространстве идеальное решение, как известно, получено с бесконечной точностью и, следовательно, практически не может быть реализовано. Для решения экстремальной задачи верхнего уровня наиболее эффективно использовать симплексный алгоритм глобальной минимизации полимодальной целевой функции в непрерывном n-мерном пространстве [6]. На втором уровне для численного решения экстремальной задачи динамического квантования в квантованном параметрическом пространстве используется итеративный алгоритм направленного сканирования на детерминированной сетке.

Выводы

Применением квантования в концепции динамического программирования, как процесса пошагового квантования коэффициентов с их дискретной оптимизацией на каждом шаге, позволяет существенно уменьшить функциональную ошибку реализации требуемых характеристик малоразрядного цифрового фильтра в сравнении с классическим статистическим квантованием.

Современные алгоритмы глобальной минимизации как в непрерывном вещественном, так и в дискретном целочисленном пространстве параметров с заданной разрядностью их представления позволяют решать такую задачу надёжно и эффективно, что даёт возможность существенно повысить качество высокоскоростных малоразрядных цифровых фильтров.

[1] Бугров В.Н. // Вестник ННГУ. 2009. № 6. С. 61.
[2] Шкелев Е.И., Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // Компоненты и технологии. 2013. № 10. С. 104.
[3] Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // 17-ая международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2915», Тезисы докладов. – М.: НТО РЭС им. А.С. Попова, 2015. С. 200.
[4] Бугров В.Н. // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 35.
[5] Бердышева А.С., Бугров В.Н. // В кн.: Тр. XXVI научной конференции по радиофизике. 12 мая 2022 г. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2022. С. 72.
[6] Бугров В.Н., Морозов Н.С., Гусева Ю.С. Поисковые методы решения задач нелинейного программирования. Практикум. – Н. Новгород: Нижегородский ун-т, 2024, 21 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАССЕИВАЮЩИХ СВОЙСТВ МАСШТАБНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ МАКЕТОВ

П.К. Бурдаков, С.А. Козлов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Современные радиолокационные системы требуют тщательной экспериментальной отработки перед началом их реальной эксплуатации. Однако натурные испытания зачастую связаны с высокими затратами, техническими сложностями и ограниченной повторяемостью экспериментов. В этой связи методы **масштабного моделирования радиолокационных систем** (РЛС) в лабораторных условиях имеют высокую актуальность, позволяя исследовать различные электродинамические характеристики объектов (в частности, их рассеивающие свойства), отрабатывать алгоритмы обработки сигналов и оптимизировать параметры антенных систем с высокой точностью и контролируемыми условиями.

В данной статье рассматриваются **метод и результаты лабораторного моделирования рассеивающих свойств масштабных моделей радиолокационных объектов.** Также внимание уделяется верификации полученных экспериментальных данных путём сопоставления результатов с численными расчётами, выполненных методом геометрической оптики.

Физический принцип и расчётные соотношения масштабного моделирования в радиолокации

Метод масштабного моделирования базируется на **принципах электродинамического подобия**, которые устанавливают соотношения между параметрами модели и реального объекта. Ключевым является сохранение безразмерных параметров задачи [1]. Основное условие подобия представляется в виде соотношения [2]:

$$\frac{L_0}{\lambda_0} = \frac{L_м}{\lambda_м}, \qquad (1)$$

где L_0 — характерный размер объекта, λ_0 — длина волны излучения реальной РЛС, $L_м$ — характерный размер масштабной модели, $\lambda_м$ — длина волны излучения лабораторной установки. При уменьшении геометрических размеров в N раз частота должна быть увеличена в N раз. Из-за того, что фронт волны, облучающей реальную цель в условиях открытых радиолокационных полигонов, не соответствует плоскому, необходимо так же учитывать отклонение фазы падающей волны на краях модели. Обычно оно принимается равным $\pi/8$, откуда следует, что радиолокационные измерения наиболее корректно проводить на расстояниях от РЛС или моделирующей установки до макета, превышающих $\frac{2l}{\lambda}$, где l — наибольший поперечный размер макета, а λ — рабочая длина волны.

Описание используемой лабораторной установки

Используемая лабораторная установка представляет собой информационно-измерительную систему масштабного и натурного моделирования радиолокационной станции обнаружения целей [3]. В качестве источников сигналов применены резонансные

пьезоакустические ультразвуковые излучатели с центральной частотой около 40 кГц. В качестве зондирующего сигнала использовался простой радиоимпульс с длительностью 1 мс. Модели радиолокационных целей были выполнены из отражающего ультразвук материала (пластика): квадратные пластины (см. рис. 1), шары разных размеров (см. рис. 3), уголковые отражатели, аэродинамические цели (масштабные модели истребителя F-16 и бомбардировщика Ту-160). Макеты устанавливались на подвижной платформе.

Результаты проведённых исследований

1) Малая пластина (L = 5 см) и большая пластина (L = 10 см):

На графиках ЭПР малой пластины основные максимумы вторичного излучения наблюдались при углах 358°/1° и 179°/182° (см. рис. 2, синяя линия), что соответствует почти перпендикулярному зондированию. Минимумы при 0° и 180° связаны с деструктивной интерференцией, падающей и отражённой волн: в первом случае интенсивность вторичного излучения снижалась почти до нуля (~88%), во втором — на ~12% по сравнению с соседними максимумами. Также были выявлены различия в отражении от разных сторон пластины: более «гладкая» сторона давала меньшую ЭПР вблизи максимума (в пределах 30°), чем «шероховатая».

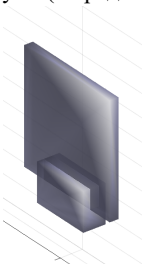


Рис. 1

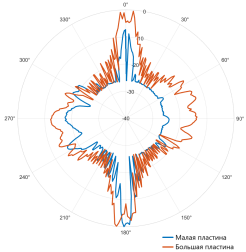


Рис. 2

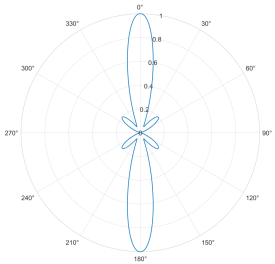


Рис. 3

Для большой пластины основные максимумы вторичного излучения наблюдались при схожих углах и так же наблюдались «провалы» из-за деструктивной интерференции. Большее количество «блестящих точек» на поверхности большой пластины привело к усреднению отражения от «шероховатой» и «гладкой» сторон – разница в максимумах оказалась незначительной (см. рис. 2, оранжевая линия). Здесь и во всех следующих случаях заметен постоянный и изотропный уровень отражений от металлического штыря, на котором размещались модели.

2) Малый шар (R = 2 см), средний шар (R = 3 см) и большой шар (R = 5 см):

В идеальных условиях данные объекты представляют собой изотропные источники. Однако, на практике это оказалось строго истинным только при малых размерах исследуемого объекта: для малого шара картину вторичного излучения можно назвать изотропной (см. рис. 5, синяя линия) — отклонения значений нормированной ЭПР от максимума в среднем составили 0,5 дБ. Для шаров более крупных размеров ситуация схожая (см. рис. 5, красная и оранжевая линия).

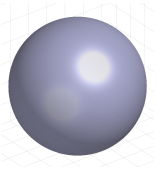


Рис. 4

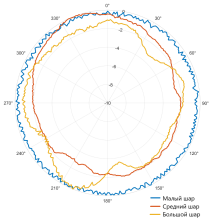


Рис. 5

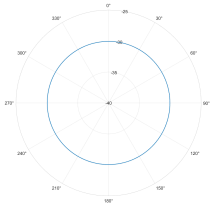


Рис. 6

3) Малый уголковый отражатель (*L* = 6,5 см) и большой уголковый отражатель (*L* = 13,5 см):

Полученные в ходе эксперимента диаграмму обратного вторичного излучения (ДОВИ) малого уголкового отражателя можно условно разделить на 3 зоны (см. рис. 8, синяя линия): симметричную зону фронтального зондирования (310°-50°), где наблюдались основные максимумы ЭПР, зоны отражения на рёбрах (90°-110°; 170°-190°; 260°-280°), где рост ЭПР связан с попаданием падающей волны на край отражателя и её последующим переотражением, а также зоны рассеяния с пониженным уровнем вторичного излучения. ДОВИ большого уголкового отражателя с качественной точки зрения оказалась схожей с ДОВИ малого уголкового отражателя с теми же зонами (см. рис. 8, оранжевая линия).

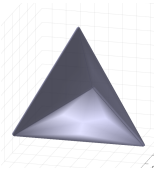


Рис. 7

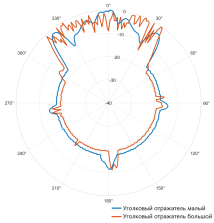


Рис. 8

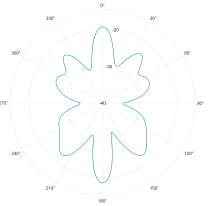


Рис. 9

4) Масштабные модели истребителя F-16 (масштаб 1:72) и бомбардировщика Ту-160 (масштаб 1:144):

Экспериментальные ДОВИ модели F-16 (см. рис. 11) можно разделить на несколько условных зон (по аналогии с уголковыми отражателями): зону фронтального зондирования (350°–15°) с наиболее интенсивным отражением, зоны отражения от крыльев с большой «изрезанностью» (70°–110° и 245°–295°), зону тылового зондирования, сходную с фронтальной (170°–220°) и зоны рассеяния. Относительная простота полученной картины свидетельствует о близости длины излучаемой волны и характерных размеров сложной цели.

Для модели Ту-160 (см. рис. 14) ситуация становится ещё более явной: при уменьшении масштаба исследуемой модели итоговая «реальная» длина волны установки становится столь велика, что модель фактически становится изотропным источником с двумя зонами отражения. Полученные результаты ясно свидетельствуют об ограниченности исследуемого метода, требующего контроля за масштабом исследуемых целей.

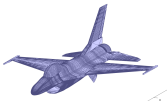


Рис. 10

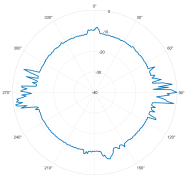


Рис. 11

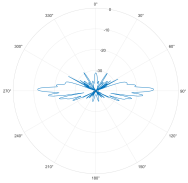


Рис. 12

Рис. 13

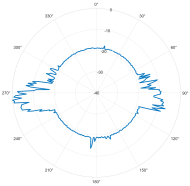


Рис. 14

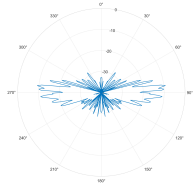


Рис. 15

Математическое моделирование ЭПР радиолокационных макетов

Чтобы верифицировать результаты проведённых экспериментов были произведены расчёты зависимости величины ЭПР от направления зондирования для всех упомянутых выше макетов. Для этого применялся метод геометрической оптики, все вычисления проводились в пакете MATLAB для той же частоты и скорости распространения волны. Трёхмерные модели целей, необходимые для выполнения расчётов, были созданы средствами полигонального моделирования в соответствии с размерами реальных макетов. Полученные диаграммы для каждого типа радиолокационных целей представлены на рис. 3, 6, 9, 12 и 15 соответственно.

Выводы

Сравнение экспериментальных и расчётных диаграмм показывает, что на реальной установке на радиолокационную картину значительное влияние оказывают фоновый шум от металлического штыря и прочие факторы, которые в совокупности с мелким масштабом некоторых макетов способен «превратить» особенно сложные по своей структуре цели в практически изотропные источники вторичного излучения. Однако с учётом всех недостатков и особенностей данный метод можно считать вполне пригодным для качественного анализа ЭПР различных объектов в рамках учебного процесса при изучении основ радиолокации.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

[1] King R.W.P. // Fundamental Electromagnetic Theory. 1963. P. 215.
[2] Справочник по радиолокации: в 4-х т. // под ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1976-1979. Т. 1. С. 360.
[3] Методическое обеспечение комплекта учебно-лабораторного оборудования для изучения основ радиолокации // ООО «ЭнергияЛаб». Воронеж. 2022. С. 3.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕЙ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ СПЕКТРОВ ПОГЛОЩЕНИЯ

Е.А. Скороходов[1)], М.Б. Черняева[1,2)], А.А. Яблоков[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИФМ РАН

Анализ многокомпонентных газовых смесей методом спектроскопии требует точного выявления линий поглощения, отражающих молекулярный состав смеси. Такие методы находят применение в аналитической химии, астрофизике, а также в таких приложениях, как медицина (поиск биомаркеров для диагностики заболеваний, например, по составу выдыхаемого воздуха [1]), в мониторинге технологических процессов, а также в экологическом контроле. Использование спектрометров, работающих в микроволновом и терагерцевом диапазоне с фазовой манипуляцией воздействующего на газ излучения, позволяет регистрировать переходные процессы, проявляющиеся при взаимодействии излучения с веществом, находящимся в газовой фазе [2, 3]. В результате измерений формируются временные отклики, несущие информацию о взаимодействии излучения с молекулами вещества. Однако эти данные часто сопровождаются шумами, артефактами, интерференционными искажениями, что усложняет их интерпретацию.

Ручной анализ таких сигналов представляет собой трудоёмкий и трудозатратный процесс, особенно при обработке больших массивов спектров. Он требует высокого уровня квалификации эксперта. Это определяет необходимость разработки автоматизированных подходов, способных не только упростить обработку, но и повысить надёжность распознавания полезных сигналов.

Целью данной работы являлась разработка и реализация программного обеспечения, использующего нейронную сеть для автоматического определения линий поглощения в спектрах.

На рис. 1 представлен пример данных, полученных со спектрометра. Для наглядности был выбран небольшой фрагмент спектра, содержащий два набора данных эксперимента: без вещества (запись вакуумированной ячейки) и с исследуемым веществом (запись сигнала, прошедшего через ячейку, содержащую диметилсульфоксид). Сравнительный анализ спектров позволяет визуально подчеркнуть их различия и выделить область, ограниченную красной рамкой: кривая внутри неё соответствует линии поглощения, возникающей при взаимодействии электромагнитного излучения с молекулами вещества.

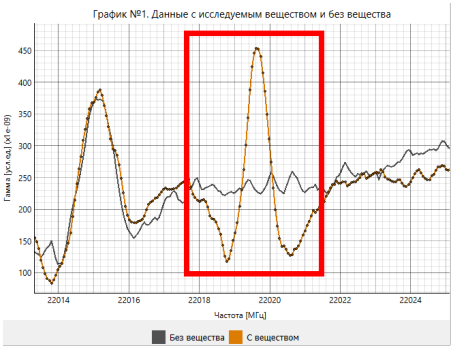


Рис. 1

Основным методом детектирования представленных линий поглощения мы выбрали нейронные сети, выполняющие бинарную классификацию отдельных сегментов спектра, с целью определения наличия или отсутствия линии поглощения.

Для корректной работы модели спектральные данные проходят предварительную обработку. При необходимости выполняется сглаживание сигнала методом Савицкого–Голея, эффективно подавляющим высокочастотные шумы без искажения формы пиков. Далее применяется интерполяция по частоте, поскольку шаг между точками может быть неравномерным, а сама нейросеть не использует частотные значения — таким образом формируется равномерная частотная сетка. Завершающим этапом является сегментация: сигнал разбивается на пересекающиеся фрагменты фиксированной длины (61 отсчёт) с шагом в одну точку. Каждый сегмент представляет собой отдельный входной пример, подаваемый в нейронную сеть, что позволяет производить детектирование на локальной области с поглощением.

Отличительной особенностью предложенного подхода является обучение нейронной сети на искусственно сгенерированных данных, которые имитируют реальные спектры. Для этого была реализована модель генерации сигналов, включающая несколько компонентов: огибающая формировалась в виде суммы синусоид с различными амплитудами, частотами и фазами; линии поглощения описывались функцией второй производной от функции Лоренца, описывающей форму линии поглощения, с отрицательным знаком, которая схожа по виду с реальными спектральными кривыми; дополнительно к сигналу добавлялся гауссов шум. Такой подход позволил быстро сформировать большой обучающий набор, содержащий как положительные, так и отрицательные примеры, без необходимости ручной разметки спектров.

Нейросетевая модель реализована на базе многослойного перцептрона (MLP) [4] с использованием библиотеки scikit-learn [5]. Архитектура сети включает три скрытых слоя с 128, 64 и 32 нейронами соответственно и один выходной нейрон, возвращающий значение 0 (нет линии) или 1 (есть линия). Для обучения использовались сбалансированные выборки: равное количество сегментов, содержащих линии поглощения и не содержащих их. В качестве функции активации применялась ReLU, оптимизация производилась с использованием алгоритма Adam. Модель показала устойчивую сходимость и достигла точности 100% на тестовой выборке при обучении на синтетических данных.

При переносе модели на реальные спектры было отмечено влияние шумов, а также некорректной амплитудной шкалы, что потребовало дополнительной нормализации. Для этого применялись два подхода: нормализация сегментов к единичной энергии и масштабирование значений по оси гаммы к диапазону от –1 до 1. Кроме того, была реализована процедура фильтрации ложных срабатываний с использованием контрольного спектра без вещества. Сравнивались спектры «с веществом» и «без вещества», и принимались в расчёт только те отклики, амплитуда которых превышала пятикратную ширину шумовой дорожки.

Разработанное программное обеспечение (рис. 2) включает интерфейс для загрузки спектров, запуска классификации (кнопка “Вычислить”), отображения результатов (график по центру и таблица справа) и ручной корректировки. Пользователю предоставляется возможность выбирать диапазон анализа, задавать параметры фильтрации, сохранять таблицу с центральными частотами и значениями коэффициентов поглощения в файл. Программа поддерживает как одиночные спектры, так и пары (с веществом и без вещества), и может быть использована для пакетной обработки.

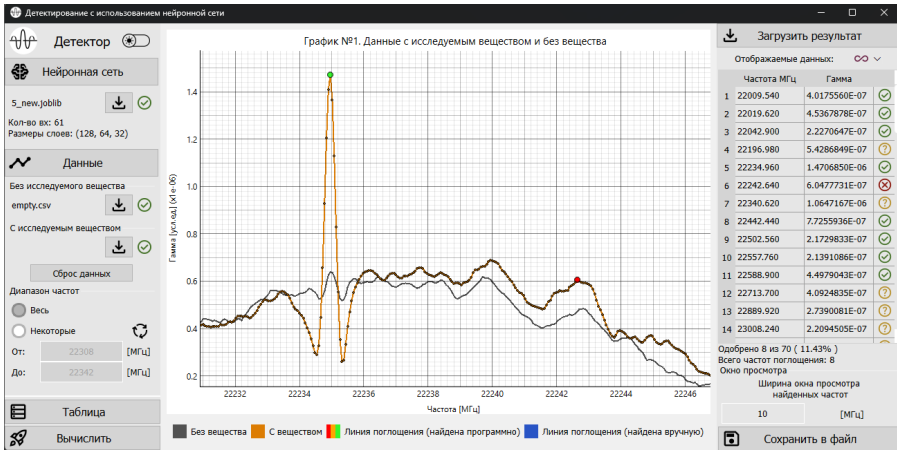


Рис. 2

В дополнение к нейросетевому алгоритму были реализованы и протестированы альтернативные методы детектирования: метод абсолютной разницы между спектрами и метод корреляционной функции. Результаты сравнения методов детектирования на участке с 40000 точек, из которых 51 точка является центром линий поглощения, демонстрируют следующее: метод на основе разницы данных с веществом и без вещества нашел 6303 точек, из которых 48 правильных (при оптимальных параметрах, метод находит 55 точек, из которых 33 правильные); метод на основе корреляционной функции нашел 89 точек, из которых 44 правильных; метод на основе нейронной сети нашел 66 точек, из которых 49 правильные. Стоит отметить, что нейросетевая модель успешно работает на разнообразных синтетических и экспериментальных данных. Решение может быть масштабировано на другие диапазоны электромагнитного спектра и применено к спектрам с иной физической природой.

Подход с использованием нейронной сети демонстрирует высокую точность и гибкость при работе с разнородными данными. Он может быть масштабирован на другие частотные диапазоны и другие типы сигналов. Дальнейшее развитие работы предполагает использование сверточных нейронных сетей, а также реализацию систем активного обучения, где сеть дообучается по мере накопления реальных экспериментальных данных.

Предложенный в работе метод автоматического детектирования линий поглощения с применением нейросетей и синтетической генерации обучающих данных демонстрирует практическую применимость, сокращает время анализа и может быть полезен в широком спектре научных и прикладных задач.

[1] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Собакинская Е.А., Черняева М.Б. // Успехи физических наук. 2014. Т. 184, № 7. С. 739.

[2] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Балакирев В.Ю., Басов С.А., Домрачева Е.Г., Иллюк А.В., Куприянов П.В., Приползин С.И., Черняева М.Б. // Успехи физических наук. 2020. Т. 190. С. 765.
[3] Brailovsky A.B., Khodos V.V., Vaks V.L. // Int. J. Infrared Millim. Waves. 1999. Vol. 20, no. 5. P. 785.
[4] https://scikit-learn.ru/stable/modules/neural_networks_supervised.html#id3
[5] https://scikit-learn.org
[6] Кройц М.А., Морозов О.А. Методы фильтрации и линейного предсказания в цифровой обработке сигналов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2020. С. 26.
[7] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Черняева М.Б., Приползин С.И., Ревин Л.С., Третьяков И.В., Анфертьев В.А., Яблоков А.А., Лукьяненко И.А., Шейков Ю.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 9. С. 839.
[8] Овчинников П.Е. Применение искусственных нейронных сетей для обработки сигналов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2012. С. 32.

О МЕТОДИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТ ТГЦ ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗОНАТОРА ФАБРИ-ПЕРО

К.Ю. Седов[1)], В.А. Анфертьев[1, 2)], М.Б. Черняева[1, 2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИФМ РАН

Введение

Для реализации методов прецизионной спектроскопии в ТГц-диапазон необходимы, прежде всего, источники излучения с определенными характеристиками: мощность излучения, генерация на одной частоте, узкая диаграмма направленности. Кроме того, нужны высокочувствительные детекторы ТГц-излучения с хорошим быстродействием.

К перспективным для спектроскопии источникам излучения ТГц диапазона относятся квантовые каскадные лазеры (ККЛ). Для создания перестраиваемых источников излучения ТГц диапазона, в том числе на основе квантовых каскадных лазеров (ККЛ) терагерцового (ТГц) диапазона, необходимо знание частоты генерации ККЛ, его модового состава и диапазона перестройки основных мод.

Целью работы являлось изучение подходов к измерениям характеристик ККЛ ТГц диапазона, в частности частоты и ее перестройки.

Приборы и методы

ККЛ представляют собой униполярные полупроводниковые лазеры, основанные на межподзонных переходах в гетероструктурах. В ККЛ используется только один тип носителей заряда (униполярный лазер) — электроны. Испускаемые ККЛ фотоны появляются в результате квантовых переходов электрона между энергетическими уровнями подзоны зоны проводимости полупроводниковой структуры. ККЛ представляет собой помещенную в волновод многослойную гетероструктуру, поперек которой пропускается электрический ток, т. е. перпендикулярно слоям. Структура состоит из чередующихся активных областей, в которых происходит излучение фотонов, и инжекционных областей, через которые носители резонансно туннелируют до следующей активной области. Преодолевая каждый каскад, электрон испускает фотон. За проход через ККЛ один электрон испускает множество фотонов одной частоты. Чем больше каскадов в ККЛ, тем больше фотонов испускает один электрон за проход. Увеличение числа каскадов должно приводить к росту выходной мощности прибора и снижению порогового тока генерации. В ТГц диапазоне ККЛ работают при криогенных температурах, поэтому образец ККЛ размещается в криостате. [1,2]

В данной работе использовался образец ККЛ, разработанный и созданныйе в Университете Монпелье (Франция), группой профессора А. Баранова [3]. Это ККЛ с частотой генерации вблизи 3.78 ТГц, со GaAs/AlGaAs гетероструктурой с резонансно-фононным дизайном на основе 3х квантовых ям. Поверхностно-плазмонный волновод лазера, сформирован вблизи верхнего металлического контакта. Образец лазера в виде прямоугольного параллелепипеда, сколотый с двух сторон, представляет собой резонатор типа Фабри-Перо с дизайном лазерной структуры, аналогичном [4].

Одним из подходов к измерению частот источника микроволнового и ТГц диапазонов может быть подход с использованием резонатора Фабри-Перо.. Такой подход разрабатывался в микроволновом диапазоне [5], а для измерения частот ТГц ККЛ впервые применялся в [6]. В ходе данной работы метод, разработанный в [6], исследовался, дорабатывался, а также автоматизировался.

В эксперименте, как и в [6] используется открытый оптический резонатор типа Фабри-Перо между окном криостата и детектором. Резонатор состоит из двух зеркал: жестко закрепленного и подвижного, перемещение которого производится с помощью шагового двигателя, посредством микрометрического винта.

Контроль работы резонатора осуществлялся с помощью микроконтроллера ATmega 328, который управляет шаговым двигателем через специальный драйвер. Для контроля положения зеркала используется энкодер, при перемещении зеркала считаются риски энкодера, что позволяет нам получить информацию перемещение зеркала. На круге эндкодера 1200 рисок, полный оборот эндкодера соответствует перемещению зеркала на 0.5 мм.

Эксперимент состоял из 2 этапов: сбор данных (измерение частоты ККЛ в зависимости от перемещения подвижного зеркала) и анализ данных.

На этапе сбора данных с помощью написанной на языке Python программы выполнялось управление работой шагового двигателя и запись данных с осциллографа, так же учет относительного смещения зеркала.

На этапе анализа данных выполнялся анализ собранных данных и расчет частоты излучения лазера по формулам:

$$f_q = \frac{qc}{2nd}\,, \tag{1}$$

$$f_{q+1}(d+\delta) = f_q(d), \tag{2}$$

$$f_q = \frac{c}{2n\delta}, \tag{3}$$

где c – скорость света, n – показатель преломления среды, δ – расстояние перемещения зеркала при совмещении максимумов, d – расстояние между зеркалами, q – номер максимума.

Для расчета частоты расстояние между зеркалами изменяется на некоторое δ, такое, чтобы максимум $f(q)$ перешел в максимум $f(q+1)$.

Данная идея была реализована в приложении для анализа данных, написанное на языке Python (рисунок 1). Данное приложение позволяет проводить анализ записанного сигнала.

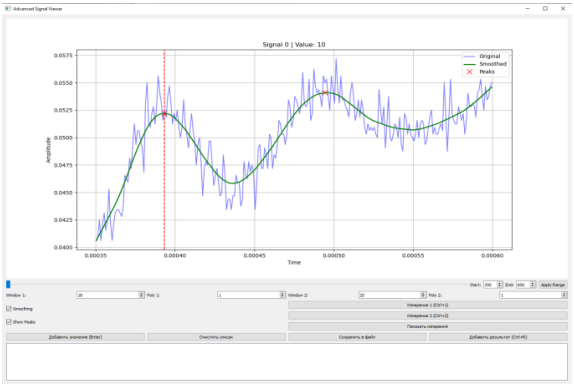


Рис. 1

На графике отображается исходный сигнал (Original), сглаженный сигнал (Smoothed) и максимумы сглаженный сигнала (Peaks). Под графиком находятся инструменты для работы с графиками.

Результатом работы с приложением является список значений рисок эндкодера, которые соответствуют смещению зеркала, необходимое для перехода соседнего пика, на место пика, выделенного курсором. Зная эти параметры, можно рассчитать частоту лазера по формуле (3).

В случаях, когда нельзя разрешить какому положению зеркала соответствуют записанные данные, используется опция для уточнения положения на основе линейной аппроксимации, используя два измерения: когда максимум слева от курсора и когда справа от курсора.

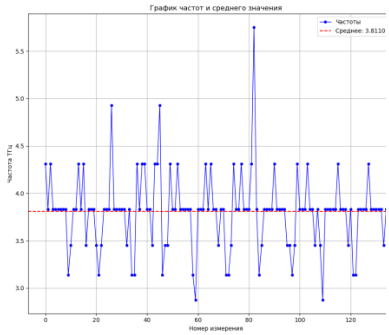
Результаты

При проведении измерений было обнаружено, что измерения на отдельных участках дают выбросы значений (рисунок 2а). Отклонения от средней величины, которые наблюдаются на графике, обусловлены неравномерным движением зеркала на отдельных участках.

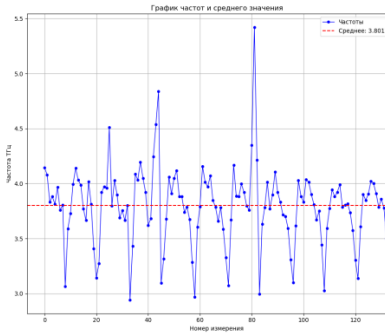
Для проведения измерений частоты источников излучения ТГц диапазона с использованием резонатора Фабри-Перо в методике измерений следует учесть возможную неравномерность движения зеркала. С помощью предварительных измерений с источником излучения, частота которого известна с достаточно высокой точностью, можно выявить участки, где перемещение зеркала равномерно, и использовать их. Другим подходом может являться использование усреднения при проведении измерений на большом участке.

После выявления участков воспроизводимости для улучшения точности с использованием подхода на основе линейной аппроксимации проводятся уточняющие измерения (рисунок 2б).

После проведения измерений было получено, что частота излучения лазера составляет 3.8 ТГц при средней точности измерений MSE (среднеквадратичное отклонение) = 0.03 ТГц, MAE (среднее абсолютное отклонение) = 0.13 ТГц, таким образом, относительная ошибка = 3.5%. При этом средняя абсолютная ошибка на интервале воспроизводимости равна 0.06 ТГц, это означает, что относительная средне интервальная ошибка равна 1.6%.



а)



б)

Рис. 2

Дальнейшее совершенствование измерительного стенда должно улучшить точность измерения.

Заключение

В работе приведены результаты измерения частоты образца ККЛ, работающего вблизи 3,8 ТГц, в ручном режиме и с помощью разработанной программы автоматического управления зеркалом резонатора и обработки сигнала с осциллографа на языке Python. Исследована точность измерений в зависимости от перемещения зеркала резонатора. Измерения частоты с использованием резонатора Фабри-Перо возможны с достаточно высокой точностью при условии равномерного движения зеркала или выбора интервала, где движение равномерно.

Проведенные измерения частот мод ТГц ККЛ будут использованы для оценки возможности создания источника излучения на основе данного ККЛ для спектроскопии высокого разрешения.

[1] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Приползин С.И. и др. // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. Т. 6, № 1. С. 93.
[2] Williams B. // Nature Photonics. 2007. Vol. 1. P. 517.
[3] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Черняева М.Б. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 10. С. 835.
[4] Kumar S., Hu Q., Reno J.L. // Appl. Phys. Lett. 2009. Vol. 94. P. 131105.
[5] Дрягин Ю.А. // Известия вузов. Радиофизика. 1970. 13, № 1. С. 141.
[6] Анфертьев В.А., Вакс В.Л., Реутов А.В. и др. // Журнал радиоэлектроники. 2018, № 12. С. 1.

ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНОСТИ ДИСКРЕТНО-КВАНТОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.М. Королев, А.Д. Ильясафов

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Оценка когерентности является важной задачей таких радиофизических приложений как многоканальный прием отраженного от цели сигнала, селекция имитирующих сигналоподобных помех, исследование влияния различных типов помех на радиотехническую систему и др. [1-4].

В литературе представлены различные частные показатели когерентности, в том числе радиолокационных сигналов. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов в работе [5] было предложено использовать значение оценки энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы [6-8]. В работах [9, 10] было проведено исследование степени когерентности радиосигналов с флуктуациями параметров (амплитуды, частоты, фазы), а также помех различного происхождения (активных шумовых, импульсных, пассивных).

Показано, что на когерентность излучаемого и принимаемого сигнала в системах с внутренней когерентностью влияет ряд факторов: различия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик фильтров тракта передачи и приема, флуктуации отражающей поверхности объекта, стабильность синтезаторов частот, тактовых генераторов и гетеродинов, уровень нелинейных искажений на активных элементах приемно-передающего тракта и др. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП), являющиеся неотъемлемой частью приемных трактов современных цифровых радиолокационных систем, также будут влиять на степень когерентности сигналов.

Представляет теоретический и практический интерес задача исследования влияния параметров АЦП на степень когерентности радиосигналов.

Пусть на вход АЦП радиолокационной системы поступает сигнал в виде аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового белого шума. Модель АЦП учитывает разрядность преобразователя и размер шага квантования, считая его собственный шум нулевым, а характеристику преобразования линейной [11]. Линейная передаточная характеристика АЦП имеет следующий вид:

$$Y_m = \left\lfloor \frac{Y_m^{disc} + \frac{a_s}{2} \cdot (1+i)}{a_{adc}} \right\rfloor \cdot a_{adc} - \frac{a_s}{2} \cdot (1+i), \qquad (1)$$

где m=0,1…L, – m-ый элемент вектора амплитуды дискретно-квантованного сигнала; Y_m^{disc} – m-ый элемент вектора амплитуды дискретизованного сигнала; $a_{adc} = \frac{a_s}{2^{M-1}}$ –амплитуда младшего значащего разряда, где a_s – размах входного напряжения АЦП, M – разрядность преобразующего устройства, «⌊ ⌋» – знак взятия целой части числа.

Целью моделирования было исследование зависимости энтропии дискретно-квантованного сигнала от частоты входного сигнала, сравнение результатов с результатами, получаемыми для непрерывных сигналов.

В ходе работы использовались следующие параметры, описывающие дискретно-квантованный сигнал:

- отношение сигнал шум– q=a/σ;
- отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП–d= a/a_{adc};
- отношение частоты сигнала к частоте дискретизации– w=ω/$ω_d$;
- параметр N_mean, который показывает количество усреднений рассчитанного значения энтропии, усреднение выполнялось с целью уменьшения разброса значений энтропии для одного набора параметров.

В результате численного моделирования была получена зависимость энтропии дискретно-квантованного сигнала от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации. Были построены зависимости значений разности энтропии полученного сигнала и оценки энтропии по отношению к логарифму N, а полученная величина выразить в процентах:

$$\Delta H = \frac{H - H_t}{l\,n(N)} \cdot 100\% \ , \qquad (2)$$

где $H_t = ln(q^2N + N) - \frac{q^2N+1}{q^2N+N} \cdot ln(q^2N + 1)$.

На рис. 1 (а) и (б) представлены зависимости разности энтропий от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации при отношении сигнал шум q=1 (а) и q=5 (б), отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП d=5 (красный), d=25 (синий) и d=125 (зеленый).

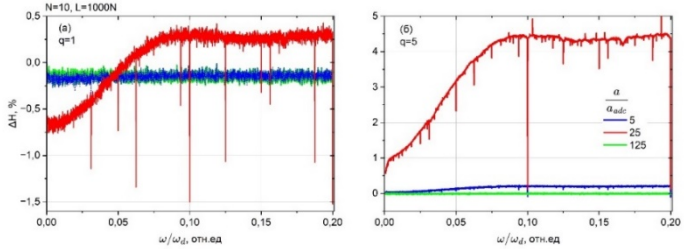


Рис. 1

Возрастание разности энтропий в случае d=5 наблюдается на участке до отношения частот 0,1. При больших значениях отношения частот зависимость не наблюдается. Существует набор значений отношений частот, при которых разность энтропий резко уменьшается.

Диапазон изменения разностей энтропий колеблется от 0,5% до 1,7% для случая на рис. 1 (а) и до 4% для случая на рис. 1 (б).

Зависимость разности энтропий от отношения частот в случае d=25 и d=125 не наблюдается. При d=25 наблюдаются пиковые изменения разности энтропий, а диапазон изменения разностей энтропий меньше 0,5% для случая на рис. 1 (а) и меньше 0,3% для случая на рис. 1 (б). При d=125 явно выраженные пики отсутствуют. Рассмотрим ширину пика при следующих параметрах: отношение частот ω/ωd=0,1 отношение сигнал шум q=1, отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП d=5. Ширина пика по половине глубины составляет $5 \cdot 10^{-5}$ отн. ед., разность энтропий резко уменьшается до -1,5 %.

Рассмотрим пиковые значения на графике разности энтропий с точки зрения других параметров, описывающих связь сигналов между собой: корреляционной функции и скалярного произведения сигналов. Построим зависимость корреляционной функции и скалярного произведения квантованного сигнала и непрерывного сигнала от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации.

Корреляционная функция задается в следующем виде:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{L}(Y_i - \bar{Y}) \cdot (X_i - \bar{X})^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^{L}(Y_i - \bar{Y}) \cdot (Y_i - \bar{Y})^*} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{L}(X_i - \bar{X}) \cdot (X_i - \bar{X})^*}}. \quad (3)$$

где Y_i – i-ый элемент вектора амплитуды дискретно-квантованного сигнала, X_i – i-ый элемент вектора амплитуды непрерывного сигнала, L – длительность сигнала, знак «*» – комплексное сопряжение, знак «—» – арифметическое среднее.

Скалярное произведение задается в следующем виде:

$$S = \sum_{i=1}^{L} Y_i \cdot Y_i^*. \quad (4)$$

С ростом значений корреляционной функции и скалярного произведения растет когерентность исследуемых сигналов.

На рис. 2 представлены разность энтропий (красным), модуль значения корреляционной функции (синим, рис. 2 (а)), модуль значения скалярного произведения (синим, рис. 2 (б)) в зависимости от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации при отношении сигнал шум q=1, отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП d=5.

Пикам разности энтропий на рис. 2 (а) соответствуют пики увеличения модуля корреляционной функции, а пикам разности энтропий на рис. 2 (б) соответствуют пики увеличения модуля скалярного произведения. Корреляционная функция и скалярное произведение показывают наличие большего количества пиков возрастания с меньшей амплитудой, а также пиков, в которых значение корреляционной функции уменьшается.

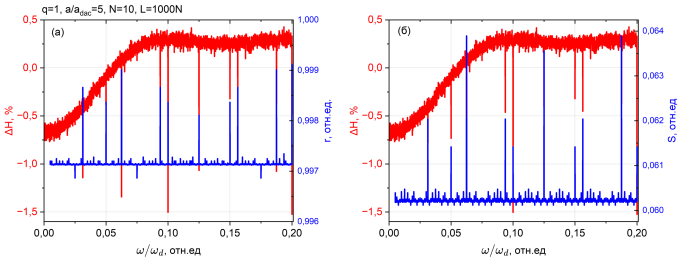


Рис. 2

Таким образом была рассмотрена зависимость разности энтропии дискретно-квантованного сигнала и оценочного значения энтропии в зависимости от отношения

частоты сигнала к частоте дискретизации, при некоторых конкретных значениях отношений частот наблюдается резкое уменьшение разности энтропий. Резкий характер уменьшения разности энтропий приводит к образованию узких (около $5 \cdot 10^{-5}$ отн.ед.) пиков. Рассмотрена оценка скалярного произведения и корреляционной функции, показывающая наличие пиков при тех же значениях отношения частот, что и в случае зависимости разности энтропий.

[1] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1967, 660 с.
[2] Болховская О.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 2. С. 163.
[3] Bolkhovskaya O., Davydov A., Maltsev A. // Detection characteristics of the random and deterministic signals in antenna arrays International Journal of Electronics and Communication Engineering. 2015. Vol. 9, no. 12. P. 1430.
[4] Фитасов Е.С. // Датчики и системы. 2017. № 3. С. 24.
[5] Михеев П.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82.
[6] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
[7] Черных М.М. // Радиотехника. 1999. № 2. С. 75.
[8] Аганин А.Г. // Радиотехника. 2003. № 6. С. 50.
[9] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
[10] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е., Козлов С.А., Насонов В.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 11. С. 917.
[11] Королев А.М. // В кн.: Труды XXVIII научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, 14 – 31 мая 2024 года. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 263.

ФОРМИРОВАТЕЛЬ РАДИОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПЛИС С ПРИМЕНЕНИЕМ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА

Д.А. Кашин[1, 2], В.В. Артемьев[1], С.А. Козлов[1], А.С. Иванов[2], В.В. Сатаев[2], С.П. Дорохов[2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] Филиал АО «Корпорация «Комета» – «КБ «Квазар»

Введение

Стремительное развитие беспроводных технологий и рост потребности в быстром и надежном обмене информацией требует от современных систем связи постоянного совершенствования и модернизации входящих в них устройств. Разработка новых передающих устройств (ПРД), являющихся неотъемлемой частью всех систем связи, с применением современной элементной базы позволяет обеспечить улучшение таких важных параметров, как повышение скорости передачи данных, снижение энергопотребления и устойчивость к помехам, что особенно важно при эксплуатации устройств в условиях сложной электромагнитной обстановки. В зависимости от поставленных задач и требуемых характеристик разрабатываемых систем связи, необходимо на стадии разработки определять оптимальные схемы построения входящих в них устройств [1, 2]. Целью настоящей работы является разработка функциональной схемы построения передающего радиомодуля, а также анализ необходимых к выполнению на ПЛИС алгоритмов, обеспечивающих реализацию выбранного технического решения.

Функциональная схема и ее описание

В настоящее время разработаны высокопроизводительные ПЛИС, способные реализовывать алгоритмы канального кодирования, перемежение полученного потока, формировать синфазную (I) и квадратурную (Q) составляющие узла формирователя модулированной последовательности (ФМП), а также фильтровать сигнал. На рис. 1 представлена функциональная схема ПРД. Узел канального кодирования и узел ФМП может быть реализован на основе микросхемы типа «система в корпусе» BQ325RFS256, включающую радиочастотный приемопередатчик, аналог AD9361 с широкополосными каналами 2×2 с АЦП/ЦАП 12 бит.

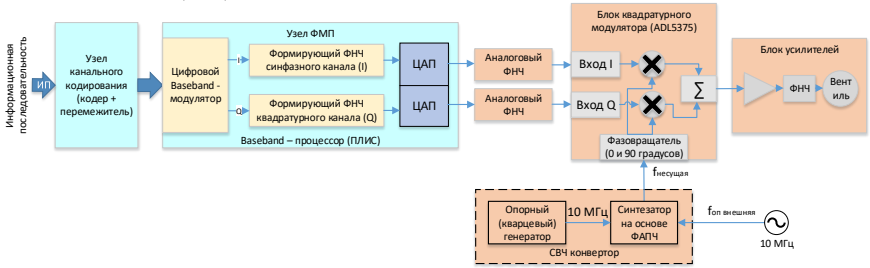


Рис. 1

Также реализация данной функциональной схемы возможна на основе ПЛИС BQ7K325T с применением в качестве ЦАП двухканального устройства на одном кристалле, например, AD9122. Применение данного ЦАП минимизирует погрешность коэффициента усиления выходных сигналов ЦАП. ЦАП каналов I и Q в одном устройстве имеют общие схему задания тока смещения, резистор регулировки полной шкалы и усилитель опорного сигнала. Изменения, вызванные дрейфом напряжения и температуры в этих блоках, одинаковым образом проявляются в ЦАП обоих каналов. Реальная погрешность коэффициента усиления ЦАП квадратурных сигналов может варьироваться в зависимости от спецификаций устройства, однако в случае реализации квадратурных каналов в одном устройстве погрешность коэффициента усиления, как правило, намного меньше значения погрешности коэффициента усиления, указанного в техническом описании.

С учетом определения необходимой опорной частоты, выбираемые ПЛИС также должны содержать внутренний генератор тактовой частоты с ФАПЧ (PLL), обеспечивающий переход на более высокую частоту. Данная функция необходима, в том числе, для обеспечения перехода на промежуточные частоты, обеспечивающие выход на оптимальные режимы работы ПЛИС и ее быстродействие.

Применение квадратурного модулятора в рамках реализации предлагаемой схемы позволяет вынести за пределы информационного тракта тракт формирования рабочих частот. Широкополосные квадратурные модуляторы обеспечивают переход на рабочие частоты посредством подачи сигнала гетеродина на соответствующий вход за счет применения микросхемы с прямым преобразованием, например, ADL5375. Функциональная схема данного устройства включает встроенный смеситель и полосовой фильтр, что обеспечивает подавление зеркального канала и позволяет сделать выбор на верхней или на нижней границе получаемых частот будет сформирован выходной сигнал.

Алгоритмы, необходимые для реализации на ПЛИС

Применение ПЛИС обусловлено возможностью программного построения на основе данного устройства законченного функционального узла, обеспечивающего применение оптимальных схемных решений при разработке передающего модуля. Важнейшим этапом разработки при выборе схемы построения устройства является определение всех функциональных и программно решаемых на ПЛИС задач и основных алгоритмов, необходимых к реализации, рассмотренных ниже.

Алгоритм замедления скорости входного информационного потока

Замедление входной скорости битового потока может быть необходимо для согласования скоростей между быстрым источником данных (например, АЦП) и медленным обработчиком (микроконтроллер, ПЛИС) или для снижения нагрузки на систему, если дальнейшая обработка данных требует больше времени. Для обеспечения полноценной передачи информации необходим буфер накопления – однопортовая память FIFO (First In, First Out). Такой буфер выбран по нескольким причинам. Во-первых, данные организуются в порядке поступления, а это значит, что информация обрабатывается без искажений последовательности. Во-вторых, такой буфер эффективен для потоковых данных и широко применяется в цифровых системах.

Алгоритм реализует замедление информационного потока на заданное количество фиксированных скоростей в соответствии с управляющими сигналами и режимами работы устройства. Функционально алгоритм состоит из двух модулей. Первый модуль представляет из себя саму реализацию FIFO [3]. Объявляется матрица памяти как одномерный массив n-битовых переменных типа reg. В эту матрицу согласно сигналу разрешения чтения по порядку заносятся входные данные. Порядок заполнения регламентируется указателем записи, который увеличивается на единицу с каждым фронтом синхросигнала, пробегая значения от нуля и до количества символов в информационном потоке. Чтение из буфера регулируется сигналами разрешения чтения. Эти сигналы для трёх разных выходных скоростей формируются во втором модуле, который представляет из себя три счётчика фронтов тактового сигнала.

Алгоритм канального кодирования

Наиболее распространенными в приемопередающих системах связи являются коды Рида-Соломона и LDPC [4]. Код Рида-Соломона является недвоичным циклическим (блочным) кодом. Исправление ошибок напрямую связано с избыточностью: для определения каждой потенциальной ошибки требуется два избыточных символа. Поэтому такие коды эффективны для исправления пакетов ошибок, т.е. в каналах с памятью. Увеличение избыточности провоцирует рост сложности ее высокоскоростной реализации. LDPC-коды – это линейные блочные коды, которые используют разреженную матрицу проверок чётности, в отличие от кодирования Рида-Соломона, где используются поля Галуа. Оба вида кодирования применяются в спутниковой связи.

Алгоритм перемежения

Последовательность с перемежением позволяет распределить ошибки по разным блокам, что позволяет повысить устойчивость к блоковым ошибкам. Реализация данного алгоритма обеспечивается посредством применения действительно двухпортовой памяти (True Dual-Port RAM), которая имеет два независимых порта со своими шинами данных, адресами и управляющими сигналами. Входящая последовательность разбивается на несколько равных по количеству символов подпоследовательностей. Далее через порт *A* первая подпоследовательность записывается в память. После окончания записи данные из порта *A* считываются по следующему закону [5]:

$$Output_n = (Input_n \cdot \alpha) mod \beta, \quad (1)$$

где n – длина подпоследовательности, $Output_n$, $Input_n$ – выходящие и входящие символы соответственно, α и β – константы, определяемые заданием. В это же время в порт *B* ведется запись следующего фрагмента, чтобы после её окончания по такому же закону считать данные из этого порта, параллельно записывая новые данные следующей подпоследовательности в порт *A*. Требования к константам: $НОД(\alpha,\beta)=1$, $\alpha < \beta < n$. Таким образом за счёт чередования записи и чтения в два порта мы можем непрерывно считывать уже перемеженный информационный поток.

Алгоритм формирования псевдослучайной последовательности (ПСП)

Наложение псевдослучайной последовательности на информационный поток необходимо для уширения спектра, что в свою очередь обеспечивает

помехоустойчивость и скрытность передачи. На ПЛИС данный алгоритм реализуется через линейный регистр сдвига с обратной связью. Новый бит формируется через обратную связь (исключающее-или: XOR) от выбранных разрядов (или «отводов»). Разрядность *N* определяет длину периода ПСП (период $2^N - 1$). Полином обратной связи определяет, какие разряды будут участвовать в операции XOR. Требования к полиному: неприводимость и примитивность. Старшая степень полинома по умолчанию равна разрядности.

Алгоритмы модуляции

В данном разделе рассмотрим низкочастотную модуляцию (baseband modulation), которая необходима для передачи данных по проводным каналам. Работа на низкой промежуточной или видео частоте позволяет нивелировать эффект зеркального канала. На примере baseband QPSK-модуляции можно продемонстрировать, как кодируются 2 бита информации, поскольку для такой операции требуется ввести комплексный символ с разбиением на I (синфазную) и Q (квадратурную) составляющие. На ПЛИС такую модуляцию удобнее всего реализовать модульно, поскольку биты поступают на модулятор непрерывно. Первый модуль будет собирать последовательности битов в пары – в один символ для QPSK – и передавать их на второй модуль. Второй модуль преобразует входящие пары в I/Q сигналы.

Выводы

В работе рассмотрена функциональная схема передающего СВЧ модуля. Применение ПЛИС позволяет реализовать программным способом законченный функциональный узел, определены необходимые к реализации алгоритмы. Использование квадратурного модулятора обеспечивает перенос сигнала на несущую частоту, ограниченную рабочим диапазоном данного устройства.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

[1] Гречишкин А.В., Ермаков С.А. // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 5. С. 102.
[2] Ромашов В. В., Ромашова Л. В., Докторов А. Н. [и др.] // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2024, № 2(54). С. 69.
[3] Соловьёв В.В. Основы языка проектирования цифровой аппаратуры Verilog. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2024, с. 284.
[4] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2017, 1100 с.

РАЗРАБОТКА И ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСА ПРОГРАММ СТЕНДА ИМИТАЦИИ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ И ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ СТАТИЧЕСКОЙ ЮСТИРОВКИ РЛС ПО АПОСТЕРИОРНЫМ ДАННЫМ

Н.И. Сурков, Ю.А. Паршукова, Д.А. Пальгуев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Современные системы контроля воздушного пространства требуют высокоточного моделирования работы радиолокационных станций. В настоящее время осуществляется разработка новой системы – системы сетевой обработки радиолокационной информации (РЛИ). Для его отладки требуется стенд имитации воздушной обстановки, который повторяет работу реальных радиолокационных систем. В ходе работы была проведена оптимизация алгоритмов стенда имитации воздушной обстановки, позволившая существенно улучшить его эксплуатационные характеристики.

Кроме того, при наблюдении за воздушной обстановкой в большой территориально распределенной системе местоположение одного и того же объекта, как правило, определяется с помощью двух и более РЛИ. При приведении к единой системе координат и к единому моменту времени координаты объекта, выдаваемые разными источниками, не будут совпадать, что вызвано случайными ошибками и систематическими отклонениями. Юстировка источников РЛИ предполагает определение и использование поправок, уменьшающих систематические отклонения. Корректировать ошибки координат можно как статически, так и динамически. Динамическая юстировка работает в процессе, а статическая по уже задокументированным файлам.

Оптимизация алгоритмов программного модуля имитации воздушной обстановки

Основная проблема существующих решений заключалась в их неспособности эффективно обрабатывать сложные сценарии с большим количеством воздушных объектов и радиолокационных станций (РЛС). Традиционный подход, основанный на хранении и обработке дискретных точек траекторий, приводил к чрезмерному расходу вычислительных ресурсов. Например, моделирование всего двух траекторий для одной РЛС занимало около пяти минут, что совершенно неприемлемо для практического использования.

Разработанное решение кардинально меняет подход к моделированию. Вместо работы с отдельными точками траекторий используется их аналитическое описание с помощью математических уравнений движения. Это позволило не только сократить объем хранимых данных на 65%, но и значительно ускорить процесс вычислений. Теперь система способна обрабатывать сценарии с двадцатью траекториями и десятью РЛС всего за 20 секунд, тогда как ранее на это требовалось более 14 минут.

Особое внимание было уделено повышению реалистичности моделирования. В новую версию стенда добавлена возможность работы с секторными РЛС, что значительно расширяет диапазон моделируемых ситуаций. Также реализован механизм моделирования ошибок юстировки. Эти усовершенствования позволяют тестировать алгоритмы

обработки радиолокационной информации в условиях, максимально приближенных к реальным.

Практическое применение оптимизированного стенда показало его высокую эффективность. Внедрение решения позволило перейти от квадратичной асимптотической сложности алгоритмов к линейной, что на несколько порядков сократило время обработки сценария. При применении нового алгоритма система успешно справляется с моделированием сложных сценариев.

Азимутальная ошибка юстировки

Ошибки юстировки по азимуту связаны с неточностями в определении углового положения цели относительно северного направления, приводят к неправильному нахождению координат воздушного объекта.

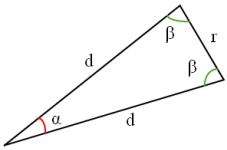


Рис. 1

На рис. 1 и рис. 2 представлены схематическое и графическое представления ошибки юстировки по азимуту. Расчет ошибки определения местоположения: $r = \frac{dsin\alpha}{sin\beta}$, где $\beta = \frac{180-\alpha}{2}$, r – ошибка определения местоположения воздушного объекта, d – дальность обнаруженного воздушного объекта α – ошибка юстировки.

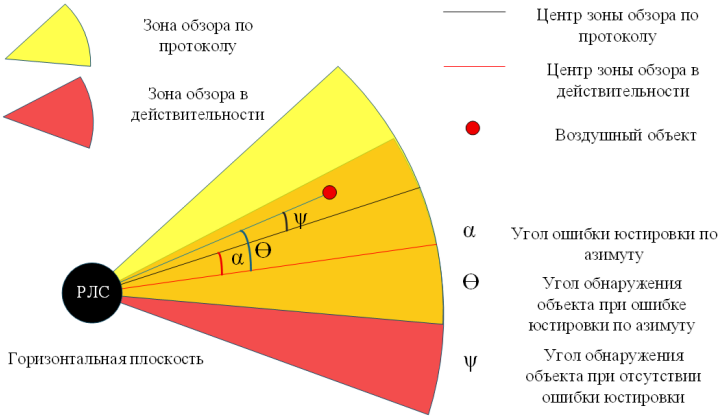


Рис. 2

Ошибка юстировки по углу места

Ошибки юстировки по углу места связаны с неточностями в определении угла наклона цели относительно горизонта, приводят к неправильному нахождению высоты воздушного объекта и горизонтальной дальности. Ошибка зависит от угла ошибки юстировки и вертикального угла обнаружения объекта. На рис. 3 и рис. 4 представлены схематическое и графическое изображения ошибки юстировки по углу места.

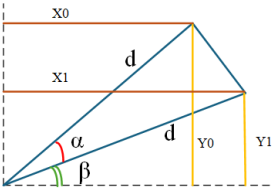


Рис. 3

Расчет ошибки определения высоты: $\Delta y = d(\sin(\alpha+\beta) - \sin(\beta))$, где d – наклонная дальность до объекта, α – ошибка юстировки по углу места, β – фактический угол места воздушного объекта. Определение ошибки горизонтальной дальности:

$$\Delta x = d\big(\cos(\alpha+\beta) - \cos(\beta)\big)$$

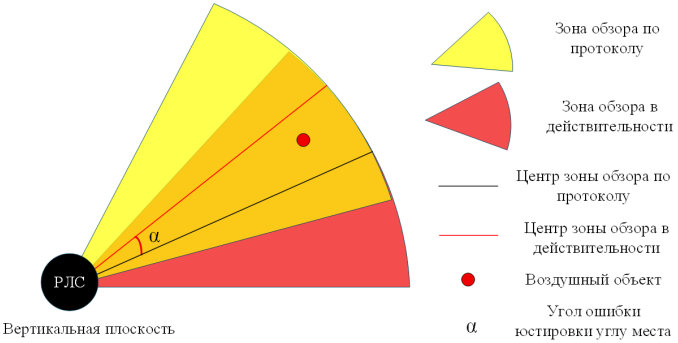


Рис. 4

Программный модуль статической юстировки

В программном модуле юстировки алгоритм вычисления коэффициентов юстировки по апостериорным данным (рис. 5) поделен на 2 части: для реальных данных и имитационных.

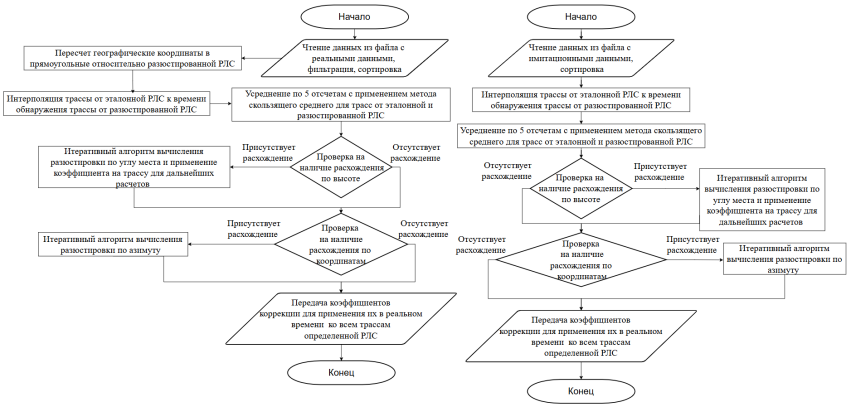


Рис. 5

Отличия в преобразовании координат и в особенности считывания из файла документирования. После вычислений, коэффициенты применяются для коррекции

сообщений в реальном времени. Что бы в радиолокационной системе не было дублирующих воздушных объектов от разных РЛС в пересекающихся зонах обзора, цели объединяют, если они попадают в строб объединения. Программный модуль юстировки был испытан на имитационных и реальных данных.

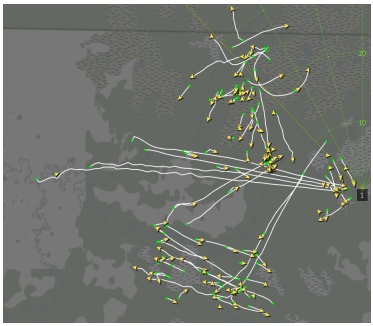


Рис. 6

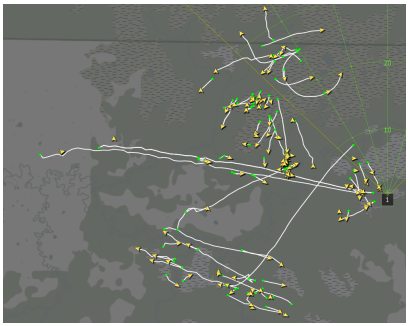


Рис. 7

На рис. 6 представлены реальные трассы до юстировки и объединения, на рис. 7 после юстировки и объединения.

После определения коэффициентов юстировки на одной трассе, они были применены ко всем трассам юстируемой РЛС, тест длился в течении 31 минуты. За данный период было обнаружено 171 воздушных объектов и с помощью юстировки под объединение попали 9 трасс.

Выводы

Оптимизация алгоритма подготовки исходных данных сократило время обработки данных на 2-3 порядка. Разработанный программный модуль статической юстировки позволяет определить и скорректировать разюстированость РЛС. Оптимизация алгоритма подготовки исходных данных и программного модуля юстировки являются существенным вкладом в разработку реального программного обеспечения, они требуются для отработки больших радиолокационных систем.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

[1] Апорович В.А., Прокофьева Т.В., Гапеев К.С. Алгоритм динамической юстировки источников радиолокационной информации. – Минск: НИИ средств автоматизации, 2008, 12 с.
[2] Ушаков О.К. Теория юстировки: учеб. пособие для вузов – Новосибирск: СГГА, 2009, 164 с.
[3] Тармаев Н.Г., Бондаренко А.П., Некрасова А.А. // Молодой ученый. 2021. № 4 (346). С. 40.

ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ПРИЁМНИКА

А.К. Бритенков[1, 2], Р.В. Травин [1, 2]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В гидроакустике всё более актуальной становится задача излучения и приёма различных сигналов. Для излучения сигналов используются гидроакустические преобразователи. Большую популярность приобретают преобразователи, способные излучать в низкочастотных диапазонах. Подобные низкочастотные гидроакустические преобразователи (НЧИ) способны передавать сигналы на большие расстояния. В то же время широко развивается разработка различных приёмных систем. Одним из примеров таких систем является акустический ретранслятор – устройство, способное передавать сигналы без изменений или излучать сигналы с некоторой заданной заранее корректировкой. Подобные приборы должны обладать повышенной длительностью автономной работы и возможностью увеличения акустической мощности излучаемых сигналов. Для выполнения данных требований в составе прибора должен находиться излучатель с высоким уровнем КПД и чувствительности наряду с энергоэффективным трактом возбуждения. Как правило, одной из основных проблем при разработке подобных систем является создание компактных НЧИ, обладающих при этом высокой удельной мощностью [1].

Гидроакустические преобразователи со сложной формой излучающей оболочки

Типичной проблемой в разработке низкочастотных гидроакустических преобразователей продольно-изгибного типа традиционной конструкции [2] является герметизация продольных прорезей, выполняемых для снижения поперечной жёсткости, определяющей рабочий диапазон частот преобразователя. Обычно для решения данной проблемы используются эластичные вставки и нанесения гидроизоляционного покрытия на металлический корпус. Однако подобные методы снижают долговечность изделия из-за недостаточной надёжности клеевых соединений между металлом и эластичными элементами конструкции. Кроме того, энергетические потери в герметизирующем слое могут быть достаточно велики, что негативно сказывается на эффективности электромеханического преобразования и КПД излучателя в целом. Эффективным способом устранения этих недостатков является гофрирование корпуса излучателя, применяемое в конструкции 3D НЧИ [3] – излучателей продольно-изгибного типа с цельнометаллической излучающей оболочкой сложной формы (рис. 1). Данное техническое решение является одной из ключевых особенностей излучателей продольно-изгибного типа. Цельная конструкция металлического корпуса НЧИ, не только обеспечивает высокую устойчивость к циклическим нагрузкам (ресурс компактного 3D НЧИ превышает 10^{10} циклов), но и имеет явные технологические преимущества при производстве.

Рис. 1

Низкочастотные гидроакустические излучатели продольно-изгибного типа, такие как 3D НЧИ, могут эффективно работать не только в режиме генерации акустических сигналов, но и в режиме приёма. Это связано с их обратимыми электромеханическими свойствами – способностью преобразовывать как электрические колебания в акустические волны, так и акустические воздействия в электрические сигналы.

Работа 3D НЧИ в режиме излучения

Эффективность работы излучателей определяется различными характеристиками. Одной из основных электроакустических характеристик, определяющих эффективность излучения, является чувствительность по напряжению. При работе на излучение она определяет эффективность преобразования подаваемого электрического сигнала в акустическую мощность.

При разработке и тестировании 3D НЧИ необходимо проведение натурных испытаний для детального анализа электроакустических характеристик, выявления слабых мест и поиска путей улучшения конструкции.

В результате проведённых измерений гидроакустического преобразователя в натурных условиях получен график зависимости развиваемого давления на глубине около 70 м от относительных единиц волнового размера (рис. 2), представляющих собой безразмерную величину kr, где k – волновое число, r – эквивалентный радиус излучателя, определяемый как радиус сферы объёмом, равным занимаемому объёму излучателя. Данные условные единицы, по сути, условно отображают частоты НЧИ.

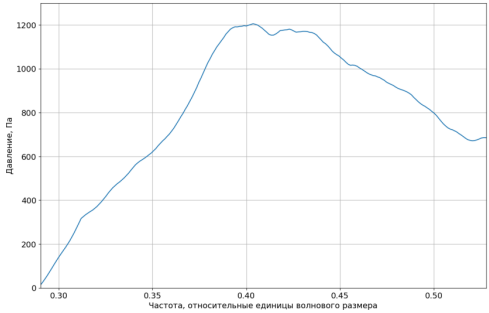


Рис. 2

Основной резонанс имеет значения в 0.4 относительных единиц волнового размера, что говорит диапазоне 1-2 кГц. Кривая развиваемого давления повторяет кривую чувствительности по напряжению. А относительно высокое развиваемое давление говорит о высокой чувствительности. При этом 3D НЧИ, обладая компактными размерами и небольшой массой, показывает высокие значения КПД вплоть до 95 %.

Работа 3D НЧИ в режиме приёма

Руководствуясь принципом взаимности, который гласит, что физический объект может становиться как приёмником, так и источником электрического поля, подобный излучатель исследован в режиме приёма сигналов. Согласно принципу взаимности устанавливается связь между характеристиками преобразователя в режимах излучения и приёма. Данная связь может быть обусловлена через некоторый коэффициент взаимности H:

$$H = \frac{\gamma_{\text{3D НЧИ}}^{\text{Приём}}}{\gamma_{\text{3D НЧИ}}^{\text{Излучение}}} \quad (1)$$

где γ – чувствительность по напряжению в режиме приёма и излучения соответственно.

Благодаря значительным размерам излучающей поверхности и высокому коэффициенту механической трансформации, на основании принципа взаимности [4], 3D НЧИ могут выступать в качестве приёмников гидроакустических сигналов.

Учитывая связь характеристик 3D НЧИ на приём и на излучение, выведена формула чувствительности излучателя при работе на приём

$$\gamma_{\text{3D НЧИ}} = \gamma_{\text{г}}(f)\frac{U_{\text{3D НЧИ}}\, L_{\text{3D НЧИ}}}{U_{\text{г}} L_{\text{г}}} \times \frac{U_{\text{НЧИ}}^{\text{г}}}{U_{\text{НЧИ}}^{\text{3D НЧИ}}} \quad (2)$$

где $L_{\text{3D НЧИ}}$ – расстояние от приёмника (3D НЧИ) до контрольного НЧИ, $U_{\text{3D НЧИ}}$ – напряжение на 3D НЧИ, $U_{\text{НЧИ}}^{\text{3D НЧИ}}$ – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе при приёме сигналов при помощи 3D НЧИ, $L_{\text{г}}$ – расстояние от измерительного гидрофона до контрольного НЧИ, $U_{\text{г}}$ – напряжение на измерительном гидрофоне, $U_{\text{НЧИ}}^{\text{г}}$ – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе. Основываясь на формуле (2) получен график зависимости напряжения на выходе 3D НЧИ в зависимости от относительных единиц волнового размера (рис. 3).

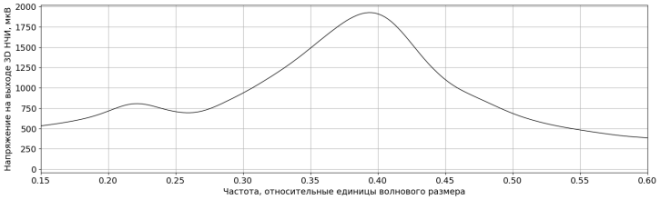


Рис. 3

Данная кривая, представленная на рис. 3 повторяет резонансную характеристику чувствительности по напряжению 3D НЧИ на излучение [5]. Характеристики 3D НЧИ как приёмника гидроакустических сигналов для различных диапазонов частот выше

чувствительности измерительного гидрофона. К примеру, чувствительность 3D НЧИ примерно в 1.5 раза выше, чем чувствительность измерительного гидрофона Г61Н (рис. 4).

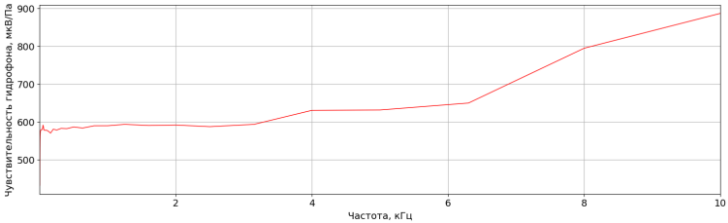


Рис. 4

Заключение

Учитывая резонансную частоту и ширину рабочей полосы компактного 3D НЧИ, а также его характеристики при работе на приём, сопоставимые с характеристиками контрольного гидрофона Г61Н, можно говорить о возможности применения такого преобразователя в качестве приёмника в различных приложениях гидроакустики, например в составе акустического ретранслятора [6].

Благодаря компактной конструкции, значительной излучаемой мощности и высокой чувствительности относительно аналогов малогабаритные 3D НЧИ могут использоваться для морских автономных маяков-ответчиков с дальностью действия до нескольких километров.

[1] Британков А.К., Фарфель В.А., Боголюбов Б.Н. // Прикладная физика. 2021. № 3. С. 72.
[2] Боголюбов Б. Н., Кирсанов А. В., Леонов И. И., Смирнов С. А., Фарфель В. А. // Гидроакустика. 2015. Т. 23, № 3. С. 20.
[3] Британков А. К., Боголюбов Б. Н., Дерябин М. С., Фарфель В. А. // Труды МАИ. 2019. № 105. С. 1.
[4] Белоусов Ю.И., Римский-Корсаков А.В. // Акустический журнал. 1975. Т. 21, № 2. С. 161.
[5] Британков А.К., Норкин М.С., Стуленков А.В., Травин Р.В. // Научное приборостроение. 2023. Т. 33, № 4. С. 28.
[6] Костеев Д.А., Британков А.К., Земнюков Н.Е., Львов А.В., Салин М.Б. // Научное приборостроение. 2024. Т. 34, № 3. С. 54.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА КАЧЕСТВО ПРИЕМА ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Е.С. Фитасов, А.В. Ширкаев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Системы с совместным измерением временного и частотного сдвигов принимаемых сигналов, основанные на принципах широкополосной передачи, используются при построении радиолокационных, гидролокационных, телекоммуникационных измерительных систем [1, 2]. Однако широкополосный сигнал подвержен значительной доплеровской деформации, заключающейся в изменении его временных и спектральных характеристик, что ведет к снижению точности и даже к невозможности измерения временного τ и частотного ν сдвигов [3, 4]. Целью данной работы является рассмотрение влияния доплеровской деформации на измерение τ и ν фазокодоманипулированного сигнала. Анализ влияния производился на основе эксперимента по приему акустического сигнала неподвижным приемником от подвижного излучателя и вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН):

$$R(\tau,\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t-\tau)s_0^*(t)e^{j2\pi\nu t}dt \qquad (1)$$

для принятого $s_1(t)$ и излученного $s_0(t)$ сигналов. Получаемый результат зависит от того, насколько сильно выражена доплеровская деформация.

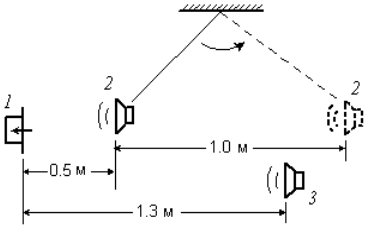


Рис. 1

Схема акустического эксперимента представлена на рис. 1. Измерялись относительное временное положение τ и доплеровский сдвиг ν периодического фазокодоманипулированного сигнала от подвижного излучателя *2* при его удалении от приёмника *1* (от 0.5 м до 1.5 м) по колебательной траектории со скоростью, не превышавшей 1.5 м/с. Неподвижный излучатель *3* использовался для контроля корректности измерений.

Несущее колебание излучаемого сигнала имело частоту $f_0 = 5$ кГц. Для модуляции использовалась периодическая бинарная псевдослучайная последовательность (ПСП), имевшая длину $L = 63$, длительность дискрета $\Delta_t = 7/f_0 = 1.4$ мс и период $T = L{\cdot}\Delta_t = 0.0882$ с. Сдвиг ν и время τ вычислялись по ВФН (1) с опорным сигналом $s_0(t)$, соответствующим одному периоду излучаемого сигнала. Использовалось быстрое преобразование Фурье (БПФ), размер которого определялся длительностью скользящего окна интегрирования. Протяженность окна выбиралась исходя из требуемой разрешающей способности по частоте.

От каждого из источников было непрерывно принято и обработано 7 периодов. Полученные распределения тел неопределенности – квадратов модуля ВФН $|R(D,\nu)|^2$ – в яркостном изображении, отражающем зависимость функции неопределенности от

частотного сдвига Δf и сдвигового времени Δt, представлены на рис. 2. Пиковые значения ВФН соответствуют малоразмерным зачернённым областям 1-7 для подвижного излучателя и областями *a-g* для неподвижного. Отчётливо видны частотно-временные сдвиги пиковых значений 1-7 относительно пиковых значений *a-g*, а также уширение тел неопределенности 1-7 по сдвиговой частоте для сигнала от подвижного источника. Практически не заметно уширение максимумов 1-7 по сдвиговому времени.

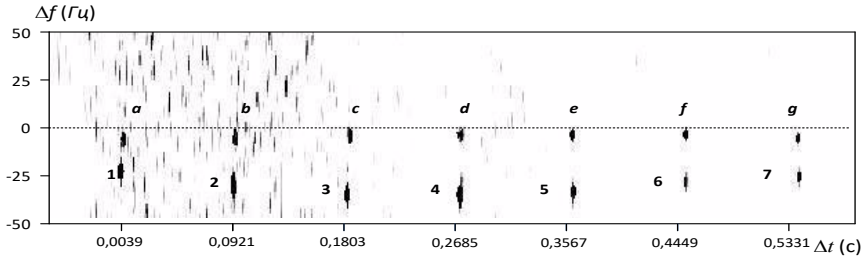


Рис. 2

Более детально отмеченные эффекты поясняет рис. 3, на котором представлены распределения $|R(\tau=\tau_i,\nu)|^2$ (i = 1,2,…,7) по сдвиговой частоте ν для фиксированных соответствующих максимумам 1-7 (рис. 3б-з) значений времени $\tau = \tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_7$.

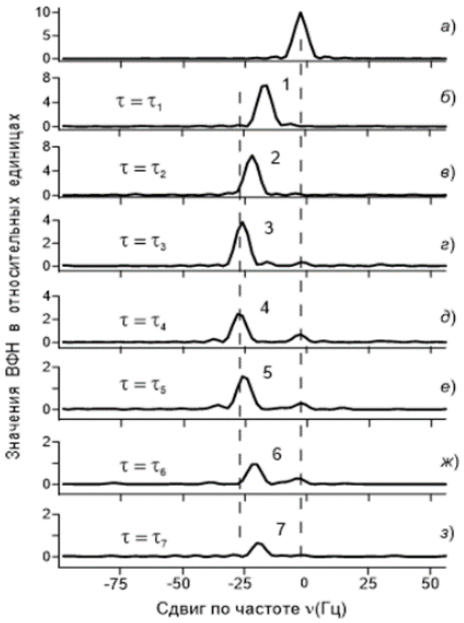


Рис. 3

Здесь же на рис. 3а показан частотный профиль квадрата модуля ВФН сигнала от неподвижного источника. То, что изображённые на рисунке пиковые значения имеют тенденцию к уменьшению, обусловлено с одной стороны увеличением расстояния до точки приема, а с другой – особенностями вычисления преобразования Фурье. Пределы интегрирования в (1) задавались прямоугольным временным окном T_w, длительность которого не превышала длительности сигнала $s_1(t)$. При изменении τ от τ_1 до τ_7 наступало время, когда в окно анализа попадала лишь часть сигнала. Тем самым уменьшался вклад сигнала в область интегрирования, и это уменьшение увеличивалось по мере роста τ.

На рис. 4 представлен результат измерения временного положения и частотного сдвига

сигнала в зависимости от расстояния до подвижного излучателя. Отчетливо выражены особенности движения излучателя, в частности, переход от ускоренного движения в начале к замедленному после достижения максимальной радиальной скорости υ.

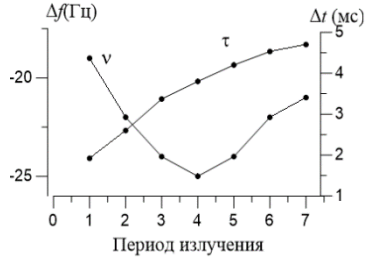


Рис. 4

Условия эксперимента были такими, что отношение скорости подвижного излучателя к скорости распространения сигнала c достигало величины $\upsilon/c \approx 0.005$. Эта достаточно большая величина особенно, если отнести её к гидро- или радиолокации. При $\upsilon/c \approx 0.005$ период сигнала от подвижного излучателя увеличивался на $\Delta T \approx \Delta_t/3$ – на 1/3 часть длительности дискрета Δ_t модулирующей ПСП.

Таким образом, в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции ΔT не превышает длительности дискрета Δ_t модулирующей последовательности, измерение временного положения τ возможно с точностью $\Delta\tau$ близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности дискрета Δ_t, а частотного сдвига ν – с точностью $\Delta\nu \approx 1/T$, определяемой периодом опорного сигнала T с минимальным шагом по ν, зависящим от размера окна интегрирования.

Анализ полученных в акустическом эксперименте экспериментальных данных показал, что наличие искажений импульсов, образующих кодовую последовательность принимаемого сигнале $s_1(t)$, не являются принципиально значимыми для измерения частотно-временного сдвига, тем более что такие искажения или, по крайней мере, часть из них можно предотвратить увеличением длительности дискрета или увеличением длины модулирующей последовательности.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

[1] Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, 384 с.
[2] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. – СПб.: Наука и техника, 2005, 440 с.
[3] Гоголев И.В. // Известия вузов России. Радиоэлектроника». 2018. № 1. С. 13.
[4] Гоголев И.В., Яшин Г.Ю. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 15.

ПОДАВЛЕНИЕ ШУМА В ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Л.А. Акулина, Ю.Е. Чуманкин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Теоретическая часть

Фазоманипулированные сигналы. Цифровая фазовая манипуляция [1] – универсальный и широко используемый способ для беспроводной передачи цифровых данных. Фазоманипулированный сигнал имеет вид:

$$s_m = g(t)\,cos[2\pi f_c t + \varphi_m(t)], \quad (1)$$

где $g(t)$ – огибающая сигнала, f_c – частота несущей, t – время, φ_m – модулирующий сигнал, который может принимать M дискретных значений. При M = 2 фазовая манипуляция называется двоичной или ФМ2 манипуляцией (bpsk).

Фильтр Винера. Если наблюдаемый сигнал был искажен Гауссовским шумом с нулевым средним, лучшим линейным способом восстановления такого сигнала является фильтр Винера [2]. Фильтрация Винера подавляет шум таким образом, чтобы ошибка между зашумленным и очищенным сигналом соответствовала критерию минимальной среднеквадратичной ошибки (LMS). Среднеквадратичное отклонение e задается функцией:

$$e = E\left[\{f - \hat{f}\}^2\right], \quad (2)$$

где E – математическое ожидание, f – зашумленный, $\hat{f}$ – очищенный сигнал.

Минимум среднеквадратичного отклонения достигается на функции, которая в частотной области задается выражением:

$$\hat{F}(u,v) = \left(\frac{H^*(u,v)S_f(u,v)}{S_f(u,v)|H(u,v)|^2 + S_\eta(u,v)}\right)G(u,v), \quad (3)$$

где $H(u,v)$ – частотное представление искажающей функции, $H^*(u,v)$ – комплексное сопряжение $H(u,v)$, $|H(u,v)|^2 = H^*(u,v)H(u,v)$, $S_\eta(u,v)$ – энергетический спектр шума, $S_f(u,v)$ – энергетический спектр чистого сигнала, $G(u,v)$ – Фурье-преобразование [3] искаженного сигнала. Для такой функции предполагается выполнение следующих условий: шум и чистый сигнал не коррелированы между собой, шум или чистый сигнал имеют нулевое среднее значение, оценка линейно зависит от зашумленного сигнала, из-за чего эффективно использовать его мы можем не всегда. Восстановленный чистый сигнал получается применением обратного преобразования Фурье [3] к оценке $\hat{F}(u,v)$.

Нейросетевые фильтры. NsNet. Задача шумоподавления уже долгое время является актуальной в разных областях. Благодаря достижениям в области глубокого обучения, первой была решена задача улучшения человеческой речи, которая смогла достичь высокого уровня производительности. В данной работе предлагается использовать те же методы, применяя их для фазоманипулированных сигналов. При использовании аудиосигналов с моделями глубокого обучения обычно используют

преобразование сигнала из временной области в частотную посредством кратковременного преобразования Фурье (STFT) [3]. Популярный подход к улучшению речи заключается в нахождении некоторой маски, которая при умножении на зашумленную спектрограмму создаст спектрограмму чистой речи. Одна из таких нейронных сетей – NsNet [4]. Основным элементом сети являются рекуррентные GRU слои, принцип работы которых приведен на рисунке 1.

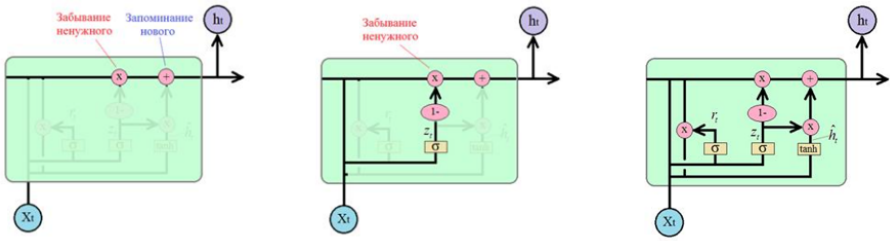


Рис. 1

GRU блок – рекуррентный блок, способный «запоминать» или «забывать» информацию некоторой последовательности данных. На вход блока подаётся элемент последовательности, который проходит через всю цепочку напрямую, но эта информация может быть изменена так называемыми фильтрами. Фильтр – элемент, состоящий из сигмоидальной или тангенциальной нейронной сети и операции поточечного умножения, вычитания или сложения, который пропускает информацию, удовлетворяющую некоторым условиям.

При оценивании результатов применения нейросетевого фильтра для фазоманипулированных сигналов необходима операция демодуляции. Возникает необходимость использования такой метрики, как вероятность битовой ошибки, которая показывает какая часть принятых на стороне приемника бит оказалась неверной. Еще одной важной метрикой качества в системах цифровой связи является отношение энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения к энергетической спектральной плотности шума (E_b/N_0).

Практическая часть

База данных. Для исследования методов шумоподавления было сгенерировано 2500 тренировочных и 500 тестовых сигналов. Сигнал представлял из себя случайно сгенерированную последовательность бит, длина каждого бита – 100 отсчетов, сгенерированных бит в каждом сигнале – 1600. Несущая частота – 1 КГц, длительность модулированного сигнала – 10 секунд. На каждый сигнал был наложен аддитивный белый Гауссов шум с отношением сигнала к шуму от -30 до 10 E_b/N_0. На каждое целочисленное значение E_b/N_0 приходится 60 тренировочных и 12 тестовых сигналов. Каждый сигнал был модулирован с помощью ФМ2 фазовой манипуляции и сохранен в формате wav.

Реализация фильтра Винера. Основная задача для фильтрации Винера [2] – оценка плотности мощности шума в аудиозаписи. Для сравнения нейросетевого фильтра с фильтром Винера была использована точная плотность мощности шума. Это

позволит сравнить нейросетевой метод с фильтрацией Винера при лучших условиях. Для вычисленная использовалась разность зашумленного и чистого сигнала, которая представляет из себя исключительно шум.

Реализация нейросетевых фильтров. Для FD и FI – нормализаций в NsNet [4] использовался сдвиг $\Delta t = 8$ мс и $\tau = 3$ с. Обучение NsNet основано на GRU слоях, которые получают кадр зашумленной спектрограммы и выдают кадр функции усиления амплитуды. Для данной задачи использовалось 3 GRU слоя, за которыми следует полносвязный выходной слой с функцией активации – сигмоида (по 257 нейронов на слое). Модель обрабатывает амплитуду спектра зашумленного сигнала по одному кадру и использует фазу сигнала для восстановления.

Эксперимент

Исследуем отношение сигнал/шум (E_b/N_0), сигналов, полученных двумя способами на тестовых примерах из базы данных, при начальном ОСШ от -30 до 10 E_b/N_0. На рисунке 2 изображено среднее ОСШ (E_b/N_0) очищенных сигналов, полученных двумя рассмотренными методами подавления шума, при различном начальном отношении сигнала к шуму. Синим на графике изображено среднее ОСШ после фильтрации Винера [2], красным – после фильтрации с помощью NsNet [4]. Также, на графиках отмечены стандартные отклонения.

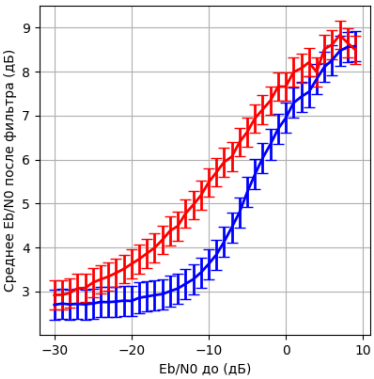


Рис. 2

Из графика видно, что нейросетевой фильтр повышает отношение сигнала к шуму на большее значение, чем фильтр Винера.

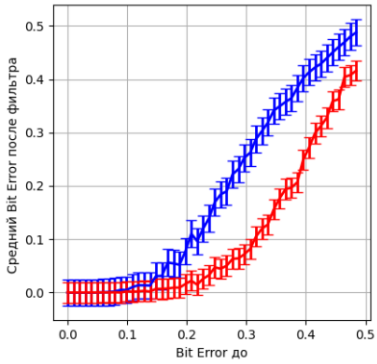


Рис. 3

Рассмотрим рисунок 3, на котором отмечено, как изменится вероятность битовой ошибки. Синим на графике изображена вероятность бытовой ошибки после фильтра Винера, красным – после фильтрации с помощью NsNet. Также, на графиках отмечены стандартные отклонения.

График показывает, что нейросетевой фильтр понижает вероятность битовой ошибки сильнее, чем фильтр Винера. При, например, начальной битовой ошибке 0.38, после нейронной сети она понизилась почти в 2 раза, а после фильтра Винера значение не изменилось.

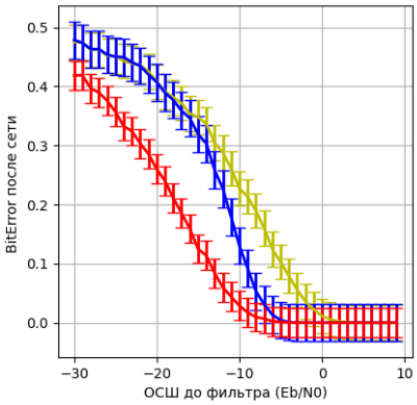


Рис. 4

Рассмотрим, как изменится вероятность битовой ошибки, зависящая от отношения сигнала к шуму (E_b/N_0). Желтым на рисунке 4 отображено начальное значение при зашумленном сигнале, синим - вероятность бытовой ошибки после фильтра Винера, красным – после фильтрации с помощью NsNet. Из рисунка 4 видно, что нейросетевой фильтр и фильтр Винера понижают вероятность битовой ошибки до нуля уже при -5 E_b/N_0, но при более низком отношении сигнала к шуму нейросетевой фильтр понижает вероятность битовой ошибки на большее значение, чем фильтр Винера.

Выводы

Для всех изначальных ОСШ алгоритм шумоподавления, использующий NsNet [4], достигает большего конечного ОСШ, чем фильтр Винера [2], при этом вероятность битовой ошибки при нейросетевом фильтре оказывается ниже, чем при использовании фильтра Винера.

Результаты исследования показывают, что оба метода повышают отношение сигнала к шуму, при этом понижая вероятность битовой ошибки. Нейросетевой фильтр показывает лучшие результаты по сравнению с Фильтром Винера, что особенно проявляется при начальном E_b/N_0 в диапазоне от -20 до 0.

[1] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – Москва: Советское радио, 1977, с. 608.
[2] Васильев К.К. // Вестник УлГТУ. 2016. № 1. С. 73.
[3] Выдрин Д.Ф., Абзалилова Ю.Р., Вдовин А.К. // Теория и практика современной науки. 2017. № 2. С. 20.
[4] Yangyang Xia, Sebastian Braun, Chandan K. A. Reddy, Harishchandra Dubey, Ross Culter, Ivan Tashev. Weighted speech distortion losses for neural-network-based real-time speech enhancement, 2020.

УПРАВЛЯЕМЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭКВИВАЛЕНТ МОЩНОГО НИЗКОЧАСТОТНОГО ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО АНАЛОГА ИНДУКТИВНОСТИ

А.К. Бритенков[1, 2], С.Б. Захаров[2], Р.В. Травин[1, 2]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Во многих приложениях гидро- и сейсмоакустики необходимо использование мощных низкочастотных гидроакустических излучателей (НЧИ), излучающих акустическую мощность на уровне сотен и тысяч Вт. Для корректной настройки и согласования систем возбуждения с НЧИ используются их электрические эквиваленты, удовлетворяющие ряду противоречивых условий. Одной из особенностей использования электрических эквивалентов является реализация перестройки эквивалента по частоте во время имитации излучения. В докладе изложены основные технические проблемы разработки подобных эквивалентов мощных НЧИ, а также рассмотрен перспективный вариант реализации управляемого электрического эквивалента на базе электрического аналога индуктивности.

Проблемы разработки электрических эквивалентов

Электрические эквиваленты мощных гидроакустических излучателей применяются в первую очередь для настройки излучающей системы на номинальной мощности при отсутствии возможности подключения гидроакустического излучателя, расположенного под водой на рабочей глубине. Кроме того, с учётом сходства импедансных характеристик НЧИ и его эквивалента, электрический эквивалент используется для настройки согласования НЧИ и системы возбуждения, поскольку согласование является определяющим фактором оптимального режима работы мощного излучающего гидроакустического комплекса. Уровень создаваемого излучателем звукового давления при заданной чувствительности накладывает особые требования на устройство электрических эквивалентов мощных низкочастотных пьезоэлектрических преобразователей [1]. Кроме того, большинство НЧИ имеют сложные импедансные спектры [2], обусловленные наличием как механических, так и электрических резонансов и колебаний конструктивных элементов, а зависимость резонансной частоты преобразователя от глубины требует перестройки и резонансной частоты эквивалента.

Зачастую для настройки систем возбуждения в рабочей полосе частот используются схема замещения излучателя в виде последовательного колебательного контура с параллельно включённой статической ёмкостью активного пьезоэлектрического элемента [3]. Однако из-за многообразия физических процессов, происходящих при преобразовании электрической энергии сигнала в механические колебания окружающей среды, гидроакустический преобразователь, строго говоря, не сводится к эквивалентной схеме в виде обобщенного электрического контура с одной резонансной (рабочей) полосой частот. Следовательно, для реализации подобных излучателей логично использовать несколько независимых колебательных контуров в совокупности с разделительными трансформаторами, как это предложено в патенте [4].

Рассматривая возможность перестройки частоты и изменения активного сопротивления эквивалентной схемы непосредственно в процессе имитации излучения гидроакустических сигналов, нужно заметить, что общепринятых способов на текущий момент не существует, как и нет публикаций в открытой печати о тенденциях решения данной проблемы. Так в работе [5] говорится об использовании управляемых эквивалентов электрической нагрузки для повышения эффективности проведения входного контроля источников вторичного электропитания, а в статье [6] предложено схемотехническое решение устройства, имитирующего входной импеданс головки громкоговорителя, помещаемой в различные виды акустического оформления, приведены результаты моделирования отдельных частей устройства. В патенте [7] приведен универсальный электрический эквивалент громкоговорителя, использование которого позволяет расширить имитационные возможности устройства. Сложность решения описанной проблемы перестройки электрического эквивалента связана с высокими уровнями действующих напряжений и токов в электрической схеме замещения мощного НЧИ, а также с ограничениями на параметры существующей элементной базы электронных компонентов.

Моделирование схемы замещения НЧИ на основе гиратора

Для проверки соответствия параметров двухполосной схемы электрического эквивалента и определения возможности управления параметрами основного резонанса НЧИ проведено моделирование схемы замещения и оценка максимальных значений тока и напряжения в цепи эквивалента, реализованного с использованием схемы электрического аналога индуктивности (гиратора) [8]. Гиратор, входящий в схему замещения НЧИ, выполнен по типовой схеме на базе операционного усилителя (ОУ) с коэффициентом усиления по напряжению около 5×10^4.

Использованная схема замещения показала возможность перестройки резонансной частоты (имитация дрейфа резонансной частоты НЧИ) путём вариации сопротивления резистивных элементов непосредственно в самой схеме гиратора. Импедансные характеристики подобного эквивалента в рабочем диапазоне частот имеют качественное сходство с реальными параметрами мощных НЧИ, измеренными во время натурных испытаний. Тем не менее, выявились и недостатки данного схемотехнического решения, в частотности, уровень тока на выходе ОУ значительно превышал предел, допустимый для существующих ОУ (например К140УД8А, К140УД22Б).

С учётом введения в схему дополнительного буферного каскада (усилителя мощности) с использованием современной элементной базы, получены параметры схемы гиратора и коэффициент трансформации понижающего трансформатора для сборки макета электрического эквивалента. Для предварительной проверки моделирования схемотехнического решения и оценки практической реализуемости эквивалента представлен один колебательный контур с целью исследования импедансных характеристик в полосе частот основного резонанса (рис. 1).

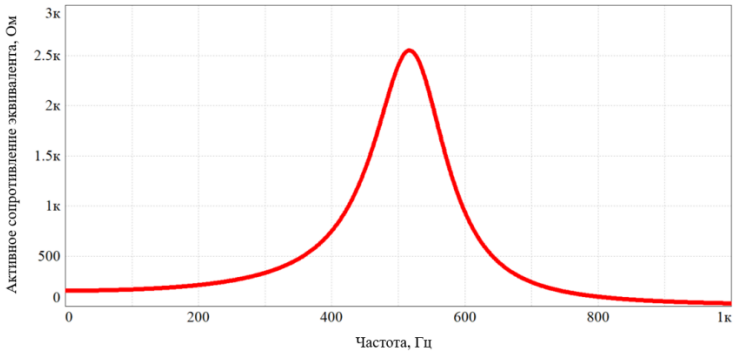


Рис. 1

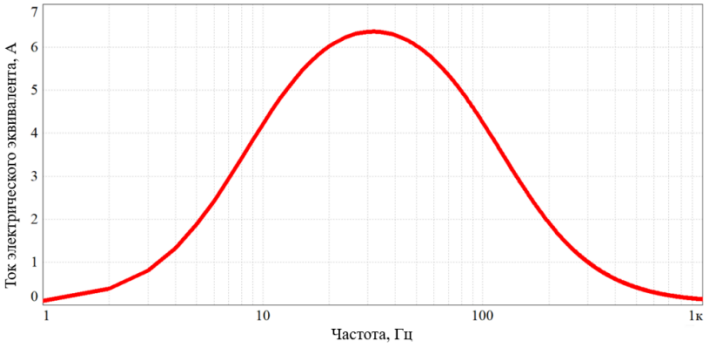


Рис. 2

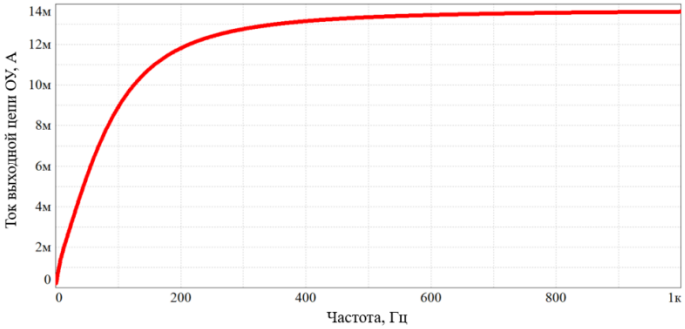


Рис. 3

При амплитуде входного напряжения до 1,0 кВ от системы возбуждения на эквиваленте НЧИ амплитуда тока после понижающего трансформатора в цепи гиратора в рабочей полосе почти достигает 7 А (рис. 2). Ввиду компенсации входного тока гиратора и тока петли отрицательной обратной связи, ток на инвертирующем входе ОУ не превышает диапазона допустимых значений для серийно выпускаемых ОУ. Входной ток модели такого электрического эквивалента значительно превышает величину тока, допустимую для управляемого эквивалента, выполненного по схеме «классического» гиратора, что связано в основном с уменьшением номиналов резистивных элементов, как в первичной цепи понижающего развязывающего трансформатора, так и непосредственно в цепи гиратора.

С учётом максимального значения тока выходной цепи ОУ гиратора, не превышающего 14 мА (как правило, предельные значения выходного тока типовых ОУ, подходящих для использования в рамках теущей задачи по совокупности характеристик, составляют 1-20 мА, однако в специализированных ОУ могут достигать 10-20 А [9, 10]), уровень электрического сигнала на входах ОУ находится практически на уровне его собственных шумов, что позволяет использовать широкий спектр существующих ОУ для реализации подобных эквивалентов.

Заключение

Расчёты показали, что электрический эквивалент на основе гиратора позволяет успешно производить моделирование и настройку мощных систем со сложными импедансными спектрами. Предложенная техническая реализация позволяет обойти ограничения по токам и напряжениям схемы «классического» гиратора на ОУ. Полученные результаты могут быть использованы в различных практических приложениях гидроакустики после апробации на макете.

[1] Свердлин Г.М. Прикладная гидроакустика. – Л.: Судостроение, 1980, 262 с.
[2] Александров В.А., Майоров В.А., Басов В.В. // В кн.: Тр. XIV Всеросс. конф. «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2018). – Санкт-Петербург, 2018. С. 114.
[3] Британков А.К., Боголюбов Б.Н., Фарфель В.А., Смирнов С.Ю., Кушнерёв Д.Н., Круглов Н.И. // Радиотехника. 2019. Т. 5, № 6. С. 129.
[4] Британков А.К., Боголюбов Б.Н., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерёв Д.Н. // Патент RU 2726222. Заявка № 073945. Рег. № 2019137455. Дата подачи заявки 20.11.2019.
[5] Демокидов А.Р. // В кн: Гагаринские чтения – 2022. Сборник тезисов работ международной молодёжной научной конференции XLVIII. – Москва: Изд-во «Перо», 2022. С. 295.
[6] Тихонова Л.С. // Мир техники и кино. 2023. Т. 17, № 1. С. 19.
[7] Тихонова Л.С. // Патент на изобретение RU 2759317 C1, 11.11.2021. Заявка № 2021102963 от 08.02.2021.
[8] Британков А.К., Захаров С.Б., Травин Р.В. // В сборнике: Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 243.
[9] Волович Г. И. // – М.: Додэка-XXI, 2011. С. 160.
[10] Достал. И. // Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. С. 484.

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

А.В. Пискунов, А.И. Энверов

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Существенную роль в современных вооруженных конфликтах и, в том числе, в специальной военной операции играет радиоэлектронная борьба (РЭБ). Противостояние между подавляемой и подавляющей радиотехнической системой характеризуется помехозащищенностью, составной частью которой является скрытность – способность противостоять обнаружению и измерению параметров сигналов [1].

В современных радиолокационных станциях (РЛС) широко применяется цифровое формирование и обработка сигналов. Это позволяет формировать сложные сигналы с угловой манипуляцией, обеспечивающие высокие разрешающие способности по дальности и скорости. При этом, для эффективной постановки помех РЛС необходимо вскрыть вид угловой модуляции зондирующего сигнала (ЗС).

Целью приведенного в статье исследования является оценка возможности качественного определения вида угловой модуляции широкополосных ЗС, применяемых в современных РЛС, с помощью комплексирования методов технического анализа.

В настоящее время известно достаточно много методов технического анализа сложных сигналов в условиях априорной неопределенности их структуры. Среди перспективных методов определения вида модуляции можно выделить: метод удвоения частоты (умножения полной фазы), автокорреляционный метод, метод с использованием моментов высокого порядка, метод разности мгновенных фаз между отсчетами сигнала и другие [2].

Среди перечисленных высокой помехоустойчивостью обладает метод умножения полной фазы и автокорреляционный метод, хотя каждый из них имеет недостатки. Так метод умножения полной фазы не способен разделить виды сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и частотной манипуляцией (ЧМн) ввиду расширения их спектра при удвоении частоты, а автокорреляционный метод не может разделить фазовую манипуляцию (ФМн) и ЧМн ввиду схожести структуры выходных сигналов корреляторa при этих видах манипуляции. Совместное же использование этих методов позволит решить задачу выделения из ансамбля анализируемых сигналов сигналов с угловой манипуляцией и разделить их по виду манипуляции на частотно и фазоманипулированные, так как недостатки каждого из методов компенсируются возможностями другого. Эффективность решения задачи целесообразно оценивать через вероятность правильного вскрытия вида манипуляции.

Сначала методом умножения полной фазы сигналы разделяются на три группы: немодулированные (НМ), ФМн сигналы и сигналы, имеющие частотную модуляцию (ЧМ). Для сигналов с ЧМ осуществляется дополнительное разделение на ЛЧМ и ЧМн радиоимпульсы (РИ) автокорреляционным методом.

Для подтверждения вышеизложенного был проведен статистический эксперимент по определению вида модуляции сигналов с помощью метода умножения полной фазы для различных отношений сигнал/шум. В качестве разделяющего признака $R_{\text{п}}$ для различных структур сигналов было выбрано отношение ширины спектра сигнала на основной и удвоенной частотах. В качестве исследуемых сигналов были взяты

немодулированный РИ, ЛЧМ РИ, ФМн РИ и четырехчастотный ЧМн РИ. Все сложные сигналы имели одинаковую ширину спектра. Результаты статистического эксперимента для определения вида модуляции ЛЧМ, ФМн и ЧМн РИ приведены на рис. 1–3. На рис. 1 приведена зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЛЧМ РИ к ЧМ, НМ, ФМн от отношения сигнал/шум.

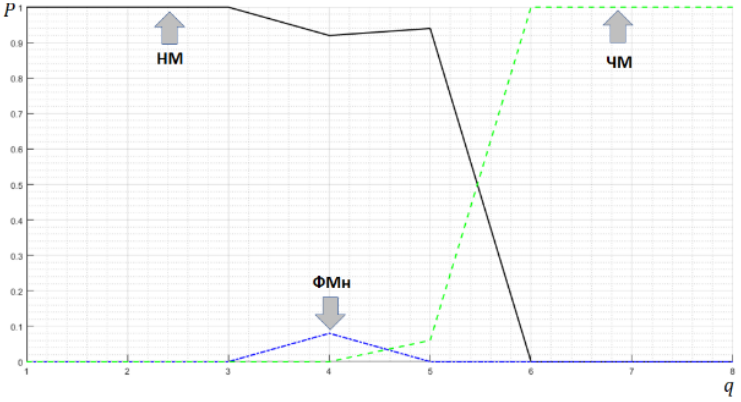


Рис. 1

На рис. 2 и 3 приведены зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЧМн РИ и ФМн РИ к ЧМ, НМ, ФМн от отношения сигнал/шум соответственно.

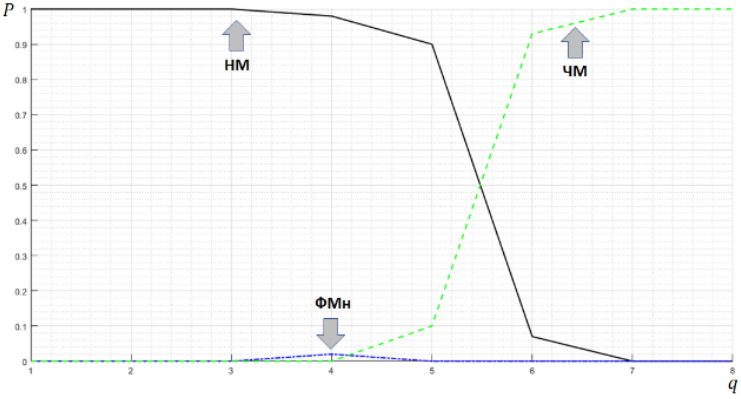


Рис. 2

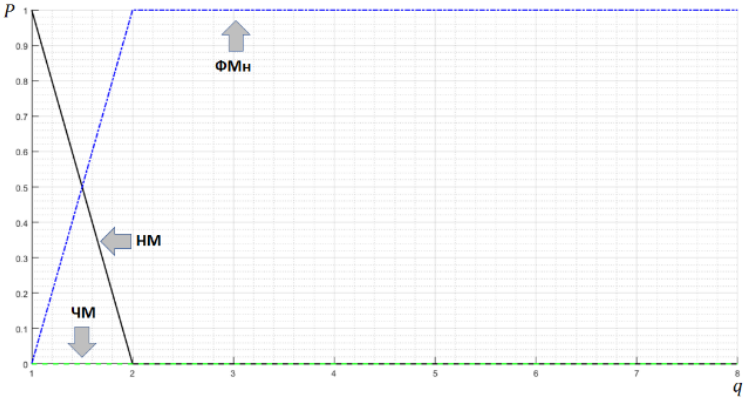


Рис. 3

Анализ графиков 1–3 показывает, что при отношении сигнал/шум равном 7 методом умножения полной фазы можно распознать вид модуляции исследуемых сигналов с вероятностью близкой к единице, при этом метод не разделяет виды частотной модуляции.

Для разделения видов частотной модуляции дополнительно был проведен статистический эксперимент с применением автокорреляционного метода. В качестве разделяющего признака для различных структур сигналов была выбрано ширина амплитудно-частотного спектра (АЧС) выходного сигнала коррелятора и его положение на частотной оси. На вход автокоррелятора подавались ЛЧМ и четырехчастотный ЧМн РИ с одинаковой шириной спектра. Результаты статистического эксперимента приведены на рис. 4 и 5. Так, на рис. 4 представлена зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЧМн РИ к ЧМн и ЛЧМ от отношения сигнал/шум, а нас рис. 5 – зависимость вероятности отнесения вида модуляции ЛЧМ РИ к ЧМн и ЛЧМ от отношения сигнал/шум.

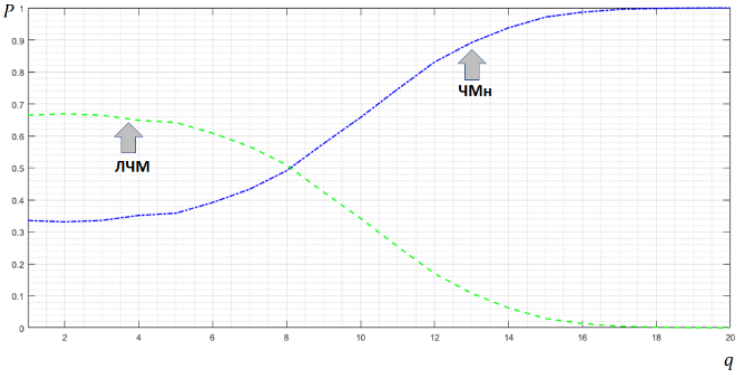


Рис. 4

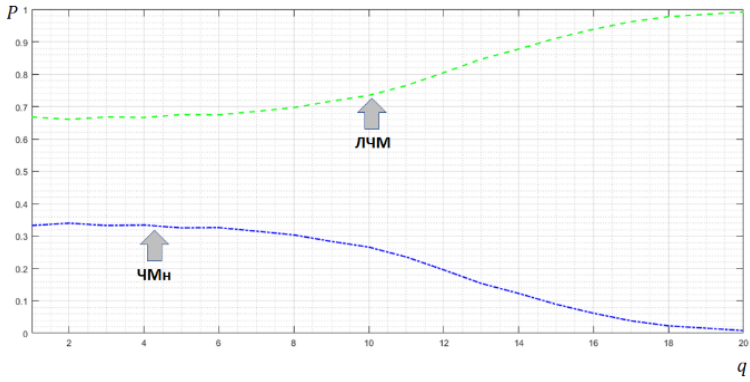


Рис. 5

Анализ рис. 4 и 5 показывает, что при отношении сигнал/шум равном 14 автокорреляционным методом с вероятностью близкой к единице можно разделить линейную частотную модуляцию и частотную манипуляцию.

Выводы

1. Для повышения качества определения наличия и вида угловой модуляции ЗС возможно применять комплексирование методов.
2. Предлагаемое сочетание метода умножения полной фазы и автокорреляционного метода позволяет с достаточно высокой достоверностью решить задачу селекции сигналов с угловой манипуляцией и разделить их по виду манипуляции на частотно и фазоманипулированные.

[1] Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основы теории. – М.: Вузовская книга, 2015, 800 с.
[2] Андронов С.И., Коротков В.А., Уткин В.В., Чеботарь И.В. Технический анализ сигналов РТС. Принципы построения устройств анализа сложных сигналов. Учебное пособие, часть 2. – Череповец: ВА МО РФ (филиал, г. Череповец, Вологодская область), 2012, 98 с.
[3] Пискунов А.В., Лаврентьев А.М. Радиотехнические системы обнаружения и сопровождения целей. Анализ и оптимизация радиотехнических систем: учебное пособие. – Ярославль: ЯВВУ ПВО, 2016, 152 с.

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ РЕШАЮЩЕЙ СТАТИСТИКИ СЕЛЕКЦИИ ЭХО-СИГНАЛОВ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ РЕТРАНСЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ

М.Г. Корягин, С.В. Лисейцев

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Опыт проведения локальных войн и вооруженных конфликтов свидетельствует, что для эффективного подавления системы противовоздушной обороны, противник наносит комбинированные ракетные удары с применением различных средств поражения, в том числе автономных ложных воздушных целей (АЛВЦ). АЛВЦ, например, ADM-160B MALD, способен создавать ретранслированные помехи (РП) и предназначается для того, чтобы вынудить систему противовоздушной обороны противника отреагировать на нее, раскрыв местоположение радиолокационных средств [1-3].

Воздействие на радиолокационную станцию (РЛС) РП может привести к перегрузке систем целераспределения, снижению достоверности предоставляемой радиолокационной информации обеспечивающим подразделениям и, как следствие, к увеличению вероятностей ложной тревоги $F_{\text{лт}}$ и пропуска цели $P_{\text{пр}}$, что обусловлено недостаточной эффективностью систем защиты РЛС [2, 4, 5] или их отсутствием. В связи с этим возникает необходимость повышения помехозащищенности РЛС.

Вследствие подобия сигналов подавляемой РЛС и РП во временной и частотных областях возможности по селекции целевых эхо-сигналов (ЭС) на фоне помеховых с использованием классических согласованных устройств ограничены. Вместе с тем, формирование результирующего ЭС цели происходит «при участии» всей облучаемой поверхности произвольным значением ракурса относительно облучателя, локализацией вторичного излучения и его интерференционной обусловленностью [5, 6]. Таким образом, результирующий ЭС по длительности соизмерим с зондирующим сигналом (ЗС), но имеет отличия в амплитудно-фазовой структуре. РП указанных выше свойств и особенностей не имеет и способна воспроизводить временную структуру ЭС цели, но излучается антенной с фазовым центром, положение которого фиксировано.

Цель исследования –рассмотрение возможности определения наличия в ЭС цели ортогональных составляющих, для формирования решающей статистики селекции ЭС целей на фоне РП с использованием дополнительной фильтровой обработки.

Пусть колебание на входе приёмника является аддитивной смесью шума приёмного устройства и одного из двух типов сигналов: $s_{\text{п}}(\text{t}) = s_0(\text{t})$ – сигнал РП, представляющей копию ЗС $s_0(\text{t})$, или сигнал $s_{\Sigma\,\eta}(\text{t})$, отражённый от цели:

$$s_{\Sigma\,\eta}(t) = e^{j\varphi_\eta} \sum_{m=1}^{M_\eta} A_{m\eta} s_0(t - t_{\text{з}\,m\eta}) e^{j\omega_0(t - t_{\text{з}\,m\eta})}, \qquad (1)$$

где φ_η – общая случайная начальная фаза эхо-сигнала; $A_{m\eta}, t_{\text{з}\,m\eta}$ – амплитуда и время запаздывания сигнала, отражённого от m-й блестящей точки цели с η-го ракурса; $s_0(t)e^{j\omega_0(t)}$ – ЗС; ω_0 – несущая частота ЗС.

Математическое выражение частотного спектра сигнала, отражённого от одного рассеивающего элемента цели для простоты, представим без учёта общей случайной начальной фазы φ_η

$$S_{1\eta}(\Omega) = A_{1\eta} e^{-j(\omega_0+\Omega)t_{з\,1\eta}} S_0(\Omega), \tag{2}$$

где $S_0(\Omega)$ – частотный спектр ЗС; $\Omega = \omega - \omega_0$.

Частотный спектр результирующего ЭС от сложной цели, примет вид:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\,\eta}(\Omega) &= e^{j\varphi_\eta} \sum_{m=1}^{M_\eta} A_{m\eta}\, e^{-j(\omega_0+\Omega)t_{з\,m\eta}}\, S_0(\Omega) = \\ &= e^{j\varphi_\eta} A_{1\eta} e^{-j(\omega_0+\Omega)t_{з\,1\eta}} S_0(\Omega) \left(1 + \sum_{m=2}^{M_\eta} \frac{A_{m\eta}}{A_{1\eta}} e^{-j(\omega_0+\Omega)(t_{з\,m\eta}-t_{з\,1\eta})}\right) = \\ &= S_{1\eta}(\Omega) K_\eta(\Omega), \end{aligned} \tag{3}$$

где $K_\eta(\Omega)$ – интерференционный множитель, который можно записать в виде

$$K_\eta(\Omega) = e^{ln\,K_\eta(\Omega)} = e^{ln|K_\eta(\Omega)| + j\,arg\,K_\eta(\Omega)}, \tag{4}$$

Запишем спектр результирующего ЭС цели [5], раскладывая логарифм интерференционного множителя, обусловленного наложением сигналов от отдельных рассеивающих элементов, в ряд по степеням разностной частоты $\Omega^0,\ \Omega^1,\ \Omega^2, \ldots$

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\,\eta}(\Omega) = S_0(\Omega) \exp\{&a_{0m\eta} + jb_{0m\eta} + \left(a_{1m\eta} + jb_{1m\eta}\right)\Omega + \\ &+\left(a_{2m\eta} + jb_{2m\eta}\right)\Omega^2 + \cdots\}. \end{aligned} \tag{5}$$

Коэффициенты разложения отражённых от цели сигналов при наличии априорных данных о распределении их значений для целей различных классов могут использоваться для отождествления ЭС. Однако зачастую существует априорная неопределенность относительно общей начальной фазы, амплитуды и времени запаздывания отражённого сигнала. При этих условиях статистика распределения коэффициентов разложения $a_{0m\eta}$, $b_{0m\eta}$, $b_{1m\eta}$ для сигналов, как целевых, так и РП, становится одинаковой, и поэтому эти параметры не несут полезной для селекции информации.

Благодаря понятному физическому смыслу коэффициентов разложения функции от интерференционного множителя, рассмотренная система базисных функций может быть использована для синтеза устройства селекции эхо-сигналов целей на фоне РП. Недостатками такой системы являются: сложность практического определения коэффициентов разложения интерференционного множителя и то, что они не являются ортогональными. Одним из возможных путей устранения этих недостатков, при выявлении амплитудно- и фазочастотных искажений в принятом сигнале, является разложение принимаемой реализации по произвольной совокупности ортогональных детерминированных функций, для определения наличия или отсутствия в ней составляющих, ортогональных по отношению к ЗС.

Построим в частотной области систему ортонормированных с весом $S_0(\Omega)$ функций:

$S_0(\Omega),\ \Omega\, S_0(\Omega),\ \Omega^2 S_0(\Omega), \dots$,

Используя процедуру Грамма-Шмидта, ортогонализуем их:
первая функция – $V_0(\Omega) = S_0(\Omega)$;
вторая функция – $V_1(\Omega) = \Omega\, S_0(\Omega)$;
третья функция – $V_2(\Omega) = \Omega^2 S_0(\Omega) - \overline{\Omega^2}$ и т.д.

Эти функции при симметричной функции $S_0(\Omega)$ ортогональны.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Omega\, S_0(\Omega) S_0^*(\Omega)\, d\Omega = 0,$$

где $\overline{\Omega^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |S_0(\Omega)|^2 d\Omega$.

Далее пронормируем эти функции и получим ортонормированную систему:

$$V_0'(\Omega) = \frac{V_0(\Omega)}{\|V_0(\Omega)\|} = \frac{1}{\sqrt{\Im_0}} S_0(\Omega) + \left(a_{2m\eta} + jb_{2m\eta}\right) \Omega^2 + \cdots\}. \quad (6)$$

$$V_1'(\Omega) = \frac{V_1(\Omega)}{\|V_1(\Omega)\|} = \frac{\Omega}{\sqrt{\overline{\Omega^2}}} S_0(\Omega) \quad (7)$$

$$V_2'(\Omega) = \frac{V_2(\Omega)}{\|V_2(\Omega)\|} = \frac{\Omega^2 - \overline{\Omega^2}}{\sqrt{\overline{(\Omega^2 - \overline{\Omega^2})^2}}} S_0(\Omega). \quad (8)$$

Эти функции представляют собой фильтры с полученными комплексными амплитудно-частотными характеристиками (рис. 1). При этом импульсные характеристики фильтров ортогональны.

При поступлении на вход устройства обработки, содержащего фильтры с АЧХ вида (6–8), реализации в виде аддитивной суммы ожидаемого сигнала от цели одного из двух типов и помехи на его выходах выработаются напряжения, пропорциональные энергиям ортогональных составляющих входного сигнала.

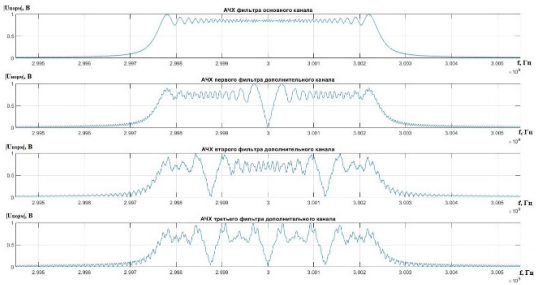


Рис. 1

Значение максимума огибающей напряжения с выхода фильтра (6) пропорционально энергии составляющей входной реализации, связанной с образом зондирующего сигнала.

Значения огибающих напряжений с выходов фильтров, имеющих ортогональные частотные характеристики (7, 8), в момент времени, соответствующий максимуму огибающей напряжения с выхода основного канала, пропорциональны энергии сложного сигнала от цели.

В соответствии с выбранным подходом различения сигналов методика формирования решающей статистики, для селекции ЭС целей на фоне РП, должна включать следующую последовательность действий:

1. Обработка принятой реализации в основном фильтре, согласованном с зондирующим сигналом, и в дополнительных фильтрах с ортогональными частотными характеристиками.
2. Амплитудное детектирование сигналов с выходов фильтров.
3. Определение максимума огибающей напряжения с выхода основного канала.
4. Определение значений огибающих напряжений с выходов дополнительных каналов в момент времени, соответствующий максимуму огибающей напряжения с выхода основного канала.
5. В случае принятия решения о наличии цели значение максимума огибающей напряжения с выхода основного канала и соответствующие ему во времени значения огибающих напряжений с выходов дополнительных каналов поступают на решающее устройство для отождествления (селекции) сигналов.

Таким образом, в условиях обнаружения эхо-сигналов целей на фоне РП, воздействующих на РЛС параметры амплитудно-фазовой структуры отражённых сигналов, определяемые в результате разложения их спектров по системам ортогональных функций, которые могут быть произведены по результатам дополнительной обработки принимаемых реализаций, могут служить признаками для селекции ЭС целей на фоне РП.

[1] Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – Москва: Радиотехника, 2008, 416 с.
[2] Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основа теории. 2-е изд. – Москва: Вузовская книга, 2015, 800 с.
[3] Евграфов В.Г. // Зарубежное военное обозрение. 2011. № 2. С. 60.
[4] Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. [и др.] Защита от радиопомех. – Москва: Сов. радио, 1976, 496 с.
[5] Васин В.А. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / под ред. Фёдорова И.Б. 3-е изд. перераб. и доп. – Москва: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011, 846 с.
[6] Пономарев В.И., Шварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиолокаторах с рассеянием / под ред. Фальковича С.Е. – Москва: Радио и связь, 1989, 296 с.
[7] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Ширмана Я.Д. – Москва: Радиотехника, 2007, 512 с.

ВОЗМОЖНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБЗОРА И ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫНОСНЫХ ПАССИВНЫХ МОДУЛЕЙ

А.М. Лаврентьев, К.Е. Кузнецов, Ф.Д. Щука

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

В современных вооруженных конфликтах противник преследует цель нанесения максимального ущерба атакуемым объектам в минимально короткие сроки. Для этого противник стремиться нарастить количество средств воздушного нападения в налете, тем самым делая его высокоплотным (массированным). Однако, успешное выполнение противником боевой задачи затруднительно при постоянно действующей системе противовоздушной обороны (ПВО). Для преодоления системы ПВО противник применяет различные приемы и способы. Среди них наибольшей эффективностью обладает массированный налет малоскоростных целей на малых и предельно малых высотах. Задачу обнаружения указанных целей современными и перспективными радиолокационными станциями обнаружения и целеуказания (РЛСОЦУ), которые в свою очередь зачастую являются единственным источником радиолокационной информации для зенитных ракетных комплексов, существенно затрудняют пассивные помехи (ПП), представленные многочисленными отражениями зондирующего сигнала от подстилающей поверхности и местных предметов. Для эффективного парирования массированного удара малоскоростных целей на малых и предельно малых высотах в условиях многочисленных ПП, РЛСОЦУ должна обладать высокой пропускной способностью, а также возможностью обнаружения таких целей в тактически важной ближней зоне обзора.

Целью данной статьи является анализ возможности использования выносных пассивных модулей (ВПМ) для обнаружения малоскоростных целей в ближней зоне РЛСОЦУ на фоне ПП.

В штатных режимах обзора современных образцов РЛСОЦУ традиционно реализованы режимы последовательного раздельного просмотра разрешаемых угловых направлений и в каждом из них двух-трех участков контролируемой дистанции с использованием трех-восьми независимых циклов зондирования. При этом энергия зондирующих сигналов в каждом цикле зондирования расходуется на обзор только ограниченного участка контролируемой дистанции в отсутствии возможностей накопления энергии эхо-сигналов целей, сформированных во всех циклах зондирования, независимо от их удаления от РЛСОЦУ.

Ключевым аргументом возможного совершенствования режимов обзора является то, что расходуемый время-энергетический ресурс (ВЭР) достаточен для просмотра всей обозреваемой дистанции. Однако в штатных режимах обзора, приходится дополнительно расходовать значительную долю располагаемого ВЭР на обзор ближних зон. Во время осуществления просмотра дальней зоны в РЛСОЦУ приемное устройство бланкируется и потенциальные цели из ближней зоны не обнаруживаются, в том числе малоскоростные на фоне ПП от подстилающей поверхности и местных предметов. Совершенствование режимов обзора за счет более рационального использования ВЭР РЛСОЦУ ориентированно на повышение скорости обзора воздушного пространства.

В основе рассматриваемого решения лежит возможность функционального комплексирования активного радиолокационного модуля (АРЛМ) РЛСОЦУ и ВПМ в единый многопозиционный радиолокационный комплекс (МПРЛК). МПРЛК – несколько разнесенных на местности передающих, приемных или приемопередающих позиций, осуществляющих согласованное по времени и пространству облучение целей, прием и обработку отраженных сигналов или собственного излучения целей [1]. В такой системе при помощи ВПМ будет осуществляться прием эхо-сигналов, отраженных от целей в ближней зоне обзора для их обнаружения на фоне ПП. В ситуации, описываемой в данной статье ВПМ предлагается использовать для реализации:

- взамен последовательного – параллельно-последовательного метода обзора по дальности и угловым координатам в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации;
- взамен последовательного раздельного просмотра двух-трех участков обозреваемой дистанции – их совместного обзора при однократном её зондировании.

Угломерно-эллиптический метод позволяет определить местоположения цели в пространстве путем измерения угловых координат цели относительно приемного пункта и вычисления суммы расстояний от передатчика до цели и от цели до приемника [1].

Для решения такой задачи достаточно иметь бистатическую РЛС. Сумма расстояний $r_1 + r_2 = r_\Sigma$ определяется путем измерения времени запаздывания $t_{\text{зап}\Sigma}$. По измеренному расстоянию r_Σ можно найти дальность r_1 относительно приемного пункта:

$$r_1 = \frac{r_\Sigma^2 - d^2}{2(r_\Sigma - d cos\gamma)}, \quad (1)$$

где $\gamma = \arccos(cos\beta \cdot cos\varepsilon)$ угол, рассчитываемый по измеренному азимуту β и углу места ε цели [1].

Возможность обзора ближней зоны в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации, требует оснащения ВПМ фазированной антенной решеткой (ФАР) с повышенным усилением и возможностью многолучевого цифрового диаграммообразования. При этом, обнаружение целей вне ближней зоны, производится штатно центральным АРЛМ РЛСОЦУ [3]. Иллюстрация принципа функционирования РЛСОЦУ в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации для просмотра ближней зоны поиска представлена на рисунке 1.

В отличие от зондирующих сигналов в штатных режимах обзора, адаптированных для работы на ограниченных участках дистанции, применяемые в режиме бистатической локации сигналы должны обеспечивать работоспособность в пределах всей обозреваемой дистанции, включая и возможность скоростной селекции целей.

Согласно рассматриваемой концепции построения и организации функционирования РЛСОЦУ, ее АРЛМ в каждом разрешаемом азимутальном направлении производит однократный цикл зондирования сигналом с нерегулярным периодом повторения $T\text{п}_i$ в составе не менее 6-8 идентичных радиоимпульсов с внутриимпульсной линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Математическая модель такого зондирующего сигнала представлена выражением (3). Суммарная длительность и энергетическое наполнение

излучаемой АРЛМ импульсной серии должны быть достаточны для обнаружения целей на дальней границе зоны обнаружения.

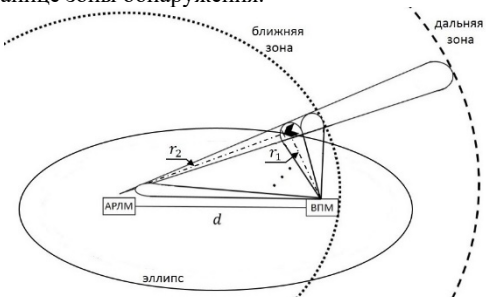


Рис. 1

Модель такого сигнала в среде Matlab представлена на рис. 2.

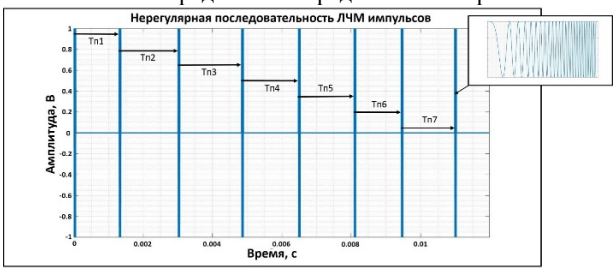


Рис. 2

$$S(t) = Re\left\{\sum_{i=1}^{Nи} Rect(t + Tп_i)\right\} \cdot e^{-j(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \cdot e^{j\pi \frac{f_{дев}}{\tau_{имп}} t^2}, \qquad (2)$$

где Rect – модулирующая функция (обозначает прямоугольный импульс единичной высоты с длительностью $\tau_{имп}$; $N_и$ – количество импульсов; $Tп_i$ – период повторения i-го импульса; $f_{дев}$ – девиация частоты импульса; f_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза.

Характерный для методов приёма и обработки многоимпульсных пачечных сигналов недостаток, обусловленный существованием слепых участков дальности и скорости, устраняется за счет:

- привлечения ВПМ для обзора ближней зоны;
- оптимальным выбором характеристик, применяемых зондирующих пачечных сигналов с нерегулярной расстановкой импульсов;
- реализации методов адаптивной решетчатой фильтрации.

Приём, пространственная и время-частотная обработка целевых и помеховых сигналов в ближней зоне в данном случае производится ВПМ, что исключает фактор существования для АРЛМ РЛСОЦУ не просматриваемых «слепых» дальностей вне ближней зоны обзора при бланкировании приёмников АРЛМ на время излучения

зондирующих посылок. Возможность «ослепления» зондирующими посылками радиоприёмных каналов ВПМ исключается благодаря соблюдению ряда условий:

- многокилометрового (8-10 километров) пространственного разноса центрального АРЛМ и ВПМ;
- разориентации передающего и приёмных лучей АРЛМ и ВПМ, при которой точка стояния АРЛМ расположена в боковых лепестках диаграммы направленности (ДН) ВПМ и наоборот - точка стояния ВПМ расположена в боковых лепестках ДН АРЛМ;
- расположению ВПМ в «глубоком» приземном провале ДН АРЛМ на передачу, обусловленным интерференцией прямого и отраженного земной поверхностью излучения АРЛМ в точке стояния ВПМ;
- расположению АРЛМ в «глубоком» приземном провале приёмной ДН ФАР в составе ВПМ.

Таким образом, использование ВПМ для решения задач обзора тактически важной ближней зоны, обнаружения целей на фоне ПП, осуществления эффективной селекции движущихся целей (СДЦ) в пределах всей контролируемой дистанции и моноимпульсных измерений скорости движения обнаруживаемых целей является перспективным направлением при соблюдении ряда условий:

- реализации ВПМ синхронизированного с АРЛМ многолучевого просмотра ближней зоны обнаружения в режиме бистатической угломерно-эллиптической локации с соблюдением требований их электромагнитной совместимости;
- оснащения ВПМ антенно-приемной подсистемой с многолучевым цифровым диаграммообразованием, которая по сравнению с ФАР в составе АРЛМ РЛСОЦУ обладает существенно меньшим коэффициентом усиления.
- обеспечения высокоточной пространственной и время-частотной взаимопривязки АРЛМ и ВПМ, а также взаимопривязки ориентации формируемых ими лучей ДН;
- реализации ВПМ эффективной СДЦ на фоне разнотипных ПП с использованием адаптивных устройств;
- применение в режиме полуактивного обзора взамен «коротких», «длинных» высокоэнергоёмких пачек зондирующих импульсов с нерегулярным периодом повторения.

Высвобождаемый ВЭР РЛСОЦУ целесообразно ориентировать на обеспечение односекундного темпа обновления радиолокационной информации по приоритетным целям, а также расширения возможностей противопомеховой адаптации и обнаружения малозаметных целей.

[1] Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. проф. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986, 264 с.
[2] Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010, 144 с.

ПРОБЛЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИМИ РЛС ЗРК В УСЛОВИЯХ ИНТЕНСИВНЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Н.А. Немкин[1)], С.А. Зайцев[2)]

[1)] Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны
[2)] ВУЦ при НИУ «МИЭТ»

В современных войнах противник, руководствуясь стратегией асимметричной войны, предпринимает действия по использованию высокоточных ракет для обхода традиционных систем противовоздушной обороны (ПВО) и беспилотных летательных аппаратов (БпЛА). Превосходство в воздухе даёт нападающей стороне преимущество в любом бою. Гарантией существования суверенитета обороняющегося государства является наличие сильной системы ПВО, оснащённой самыми современными образцами вооружения. Анализ локальных войн и вооружённых конфликтов свидетельствует о том, что ведение боевых действий основывается не только на основополагающих принципах боевого применения, которыми руководствуется командование противника при планировании воздушных ударов и их проведении с целью завоевания господства в воздухе, но и на применении современных тактических приемов. Так, при нанесении ракетно-авиационных ударов по объектам инфраструктуры и позициям систем ПВО России в ходе специальной военной операции (СВО), воздушный противник широко применяет тактические приемы, направленные на снижение эффективности радиолокационного обнаружения. К таким приемам относится применение специальных маневров: «горка», «змейка», «огибание рельефа местности на предельно малой высоте», «массированный налет различных типов целей», изменение направлений захода на цели (которые выбираются таким образом, чтобы минимизировать радиолокационный контроль радиолокационными станциями (РЛС) ВС РФ). [1]

Поэтому преодоление системы ПВО высокоточными ракетами и БпЛА будет производиться на малых и предельно малых высотах, с огибанием рельефа местности, используя полет на малых скоростях. Работа средств разведки ПВО по маловысотным целям будет обусловлена наличием интенсивных отраженных (от местных предметов) зондирующих сигналов, которые являются пассивной помехой (ПП) при работе этих средств.

Основными средствами разведки воздушного противника и управления зенитными управляемыми ракетами (ЗУР) современной ПВО являются импульсно-доплеровские радиолокационные станции (ИД РЛС). Для защиты от ПП в ИД РЛС применяется система селекции движущихся целей (СДЦ), которая осуществляет разделение полезных сигналов и мешающих отражений с учетом различия их спектральных характеристик.

Однако при работе системы СДЦ по целям, летящим с малыми радиальными скоростями, эффективность ее снижается. Это связано с тем, что отраженные сигналы от таких целей попадают в зону режекции (подавления) системы СДЦ – полезный сигнал может быть ошибочно отфильтрован, что может привести к пропуску целей. [2]

Наличие данного факта ставит под сомнение эффективность работы ИД РЛС в подобных сценариях.

Изложенное обусловило поставить цель, заключающуюся в анализе возможностей ИД РЛС, имеющихся на вооружении ВС РФ, на предмет их эффективности при работе в условиях современного противовоздушного боя. Для достижения цели необходимо оценить тактические приемы потенциального противника и изучить возможности импульсно-доплеровских РЛС, входящих в состав зенитных ракетных комплексов (ЗРК) ПВО.

Так ключевыми аспектами анализа становятся: технические характеристики ЗРК и их способность противодействовать конкретным типам целей. Для более глубокого разбора обратимся к принципам, положенным в основу построения некоторых ИД РЛС ЗРК.

1) Применение квазинепрерывного зондирующего сигнала (КНС) с высокой мощностью излучения.
2) Применение доплеровского метода непосредственного измерения скорости цели.
3) Применение оптимальной корреляционно-фильтровой обработки отраженных от целей сигналов, обеспечивающей высокий уровень отношения сигнал/шум.
4) Применение, в качестве общей приемо-передающей антенны, фазированной антенной решетки (ФАР) с узкой игольчатой диаграммой направленности и электрическим управлением лучом.

На основе указанных принципов в ИД РЛС часто применяется режим КНС. Режим КНС используется при работе по целям на фоне подстилающей поверхности и местных предметов. В связи с этим в рассматриваемых станциях реализована оптимальная обработка когерентной пачки радиоимпульсов. [3] Оптимальная обработка предполагает получение максимального отношения сигнал/шум и осуществляется в оптимальных приемниках. Для построения таких приемников необходимо знать структуру и характеристики отраженного сигнала. В ИД РЛС реализован принцип корреляционно-фильтровой обработки (КФО) принятого сигнала. Сущность принципа КФО заключается в вычислении корреляционного интеграла:

$$R(\tau) = \int U_c\,(t) \cdot U_{\text{гет}}\,(t-\tau)\,dt, \qquad (1)$$

где $U_c\,(t)$ – отраженный от цели сигнал; $U_{\text{гет}}\,(t-\tau)$– гетеродинное напряжение (ожидаемый сигнал или копия отраженного); τ – рассогласование по времени между отраженным сигналом и гетеродинным напряжением.

В условиях отсутствия ПП, при работе по целям с радиальной составляющей скорости менее 30...40 м/сек, когда величина частоты Доплера мала, а частота полезного сигнала становится близка к частоте излученного, отраженный от цели сигнал вырезается режекторным фильтром. Поэтому при работе в режиме КНС обнаружение малоскоростных целей затруднено. [4]

Для исключения отрицательного влияния режекторных фильтров может быть применен специальный режим линейно-частотной модуляции (ЛЧМ). При включении режима ЛЧМ частота зондирующего сигнала изменяется по линейному закону в пределах длительности пачки. Отраженный сигнал изменяется по тому же закону, но задержан по времени на величину $t_{\text{зап.}}$, и смещен по частоте на величину частоты Доплера цели $F_{\text{Д.ц}}$ В качестве гетеродинного напряжения используется сигнал повторяющий закон модуляции сигнала передатчика. При взаимодействии отраженного сигнала и гетеродинного напряжения происходит демодуляция сигнала цели на частоте, значение

которой зависит как от скорости, так и от дальности цели. Однозначная дальность до цели $\hat{d}$ определяется выражением:

$$\hat{d} = \frac{c \cdot (\hat{\Delta F_r} - \hat{F_{Д.ц}})}{4 \cdot \beta}, \quad (2)$$

где c – скорость света; $\hat{\Delta F_r}$ – оценка дальномерной частоты; $\hat{F_{Д.ц}}$ – оценка частоты Доплера; $\beta = \frac{\Delta f}{T_{пач}}$ – величина крутизны девиации частоты.

Оценка дальномерной частоты $\hat{\Delta F_r}$ производится в следующем зондировании КНС с дополнительным вводом ЛЧМ:

$$\hat{\Delta F_r} = \frac{2 \cdot v_ц \cdot f_0}{c} \pm \frac{\Delta f \cdot t_{зап}}{T_{пач}}, \quad (3)$$

где $v_ц$ – скорость цели; f_0 – несущая частота зондирующего сигнала; $t_{зап}$ – скорость света; Δf – девиация частоты зондирующего сигнала; $T_{пач}$ – длительность сигнала; c – скорость света. Несущая частота зондирующего сигнала в пачке изменяется по линейному закону с крутизной β [5]

При уменьшении радиальной скорости до 35 м/с полезный сигнал приближается к области режекции, что требует включения режима ЛЧМ. На выходе первого смесителя частота сигнала изменяется скачком на величину ΔF_r, пропорциональную дальности до цели.

После изменения знака частоты Доплера цели $F_{Д.ц}$ (цель начинает удаляться) производится изменение знака девиации частоты для того, чтобы максимально удалить сигнал от области режекции.

Учет скачка и последующего изменение частоты сигнала в зависимости от дальности, для определения истинной скорости в этом режиме, осуществляют вычислительные средства ИД РЛС по начальным значениям частоты Доплера цели $F_{Д.ц}$, скорости цели $v_ц$ и величины крутизны девиации частоты β.

Выключение режима ЛЧМ происходит при увеличении скорости цели до значения 43 м/с.

Таким образом, применение режима ЛЧМ позволяет вести работу по барражирующим целям с малой радиальной скоростью и малоскоростным целям. Так как ЛЧМ сигнал несет информацию о дальности до цели, то этот режим дает дополнительную возможность непосредственного ее измерения в ИД РЛС ЗРК. [6]

Однако эксплуатация рассматриваемого режима вблизи подстилающей поверхности осложняется воздействием интенсивных рассеянных сигналов, вызывающих насыщение приемного тракта широкополосными помехами и формирование ложных отметок на индикаторном устройстве.

Из изложенного ранее следует, что с помощью имеющихся режимов зондирования обеспечить требуемое качество обнаружения СВН, использующих специальные маневры, затруднительно. При этом, применение широкополосных сигналов, подбор параметров сигналов, возможность адаптивного варьирования параметрами системы СДЦ дает потенциал по оптимизации алгоритмов обработки эхо-сигналов целей в ИД

РЛС для повышения эффективности ее функционирования в современных условиях ведения противовоздушного боя.

Таким образом, при отражении ударов воздушного противника в некоторых тактических эпизодах возникает несоответствие в практике, заключающееся в необходимости гарантированного обнаружения и поражения атакующих объекты обороны низколетящих, маневрирующих, действующих в составе групп целей с одной стороны и ограниченных имеющимися видами зондирующих сигналов возможностей ИД РЛС ЗРК по наблюдению таких целей на фоне отражений от подстилающей поверхности.

Парирование данной угрозы может быть связано с разработкой метода селекции указанных типов целей, основанного на структурно-параметрической оптимизации имеющихся видов зондирующих сигналов ИД РЛС ЗРК и совершенствовании алгоритма обработки эхо-сигналов этих целей на фоне отражений от подстилающей поверхности.

[1] Куприянов А.Ю. // Военная мысль. 2023. № 3. С. 12.
[2] Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радиотехника, 2008. 432 с.
[3] Гречкосеев А.К., Фомин А.Н. Радиолокационные системы ЗРК. – М., 2020. С. 112-120.
[4] Сколник М.И. Справочник по радиолокации: В 2 т. – М.: Техносфера, 2014. Т. 1. 768 с.; Т. 2. 816 с.
[5] Радиотехнические системы: Раздел 2. Помехозащищенность радиотехнических систем: учебное пособие / А. М. Лаврентьев, А. В. Пискунов, С. Н. Никифоров [и др.]; под ред. А. М. Лаврентьева; Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны. – Ярославль, 2021. 208 с.
[6] Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. – СПб., 2019. С. 278.

КОГЕРЕНТНОСТЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННЫМ УРОВНЕМ ФЛУКТУАЦИЙ АМПЛИТУДЫ

Е.В. Леговцова[1], В.В. Насонов[2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

[2] Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Введение

В радиотехнических задачах понятие «когерентность» характеризует связь элементов одного и того же сигнала, определяя, тем самым, «жесткость» его структуры [1]. Когерентным является сигнал с закономерной фазовой структурой, то есть детерминированный сигнал, а некогерентным – шум (стохастический сигнал) или смесь детерминированного сигнала с шумом [2, 3]. При этом существуют сложные сигнально-помеховые ситуации, когда без точного (количественного) критерия оценка когерентных свойств сигнала становится весьма проблематичной, например, в случае флуктуаций параметров сигнала (амплитуды, частоты, фазы).

В работе [3] был предложен метод оценки степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы. Предложенная мера имеет универсальный характер и имеет ряд существенных достоинств по сравнению с известными методами, например, инвариантность относительно формы сигнала и возможность вычисления оценки на основе выборочной корреляционной матрицы сигнала при отсутствии априорных данных. В случае детерминированного сигнала показатель энтропии имеет минимально возможное нулевое значение, то есть детерминированный сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами (собственный шум) показатель энтропии распределения энергии сигнала равен $H = \ln(N)$ (N – длина выборки сигнала).

В работе [4] был проведён анализ степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров и рассматривались два случая для гауссовых флуктуаций с ограниченной дисперсией: флуктуации фазы и частоты. Было показано, что при увеличении отношения сигнал/шум минимальное значение энтропии будет стремиться не к нулю, как в случае детерминированного сигнала, а к некоторому постоянному значению, зависящему от статистических характеристик (параметров распределения) процесса.

Случай флуктуаций амплитуды сигнала будет аналогичен аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума, т.е. при увеличении отношения сигнал/шум показатель энтропии будет стремиться к нулю. Однако более интересной с практической точки зрения является случай с постоянным уровнем флуктуаций амплитуды.

Математическая модель оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями амплитуды

Рассмотрим математическую модель оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями амплитуды на примере сигналов, принимаемых радиотехнической системой на фоне собственного шума. В дальнейшем, будем считать данный уровень

амплитудных флуктуаций постоянным (неизменным во времени), а также известным, который можно оценить (измерить) либо на этапе регулировки (калибровки) радиосистемы, либо в процессе её эксплуатации (адаптивно). При этом будем рассматривать только дискретные сигналы, образующие конечное множество отсчетов (чисел), которое для удобства анализа будем представлять в виде вектора столбца фиксированной размерности *N*. Это, например, может быть пачка импульсов (каждый импульс соответствует определенной компоненте вектора сигнала), совокупность выходных сигналов элементов антенной решетки, конечная реализация дискретизированного по времени процесса и т.д.

Пусть радиотехнической системой принимается сигнал, представляющий собой аддитивную смесь детерминированного сигнала, характеризующегося неслучайным вектором сигнала **X**, и собственного шума приемного канала **Z**, распределенного в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [6]:

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{X} + \boldsymbol{Z}, \tag{1}$$

где **A** – амплитудный множитель, характеризующий уровень постоянных амплитудных флуктуаций, **Z** – вектор шума с корреляционной матрицей $<\mathbf{Z}\mathbf{Z}^*>=\sigma^2\mathbf{I}$ (**I** – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора **Z**, < > – знак статистического усреднения), * – знак эрмитова сопряжения.

При этом комплексная амплитуда принимаемого сигнала имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором [2]

$$\boldsymbol{X} = (e^{-j(fT)}, e^{-j(2fT)}, \dots, e^{-j(NfT)})^*, \tag{2}$$

где T – период следования импульсов;
N – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов;
f – частота.

Корреляционная матрица (КМ) принимаемого детерминированного сигнала будет иметь вид [2]

$$\boldsymbol{R} = \langle \boldsymbol{X}\boldsymbol{X}^* \rangle . \tag{3}$$

С учетом собственного шума единичной мощности КМ будет иметь вид:

$$\boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{R} + \boldsymbol{I} . \tag{4}$$

В соответствии с [3] показатель энтропии равен:

$$H = -\sum_{i=1}^{N} \lambda_{0i}\, ln(\lambda_{0i}), \tag{5}$$

где $\lambda_{0i} = \lambda_i / \mathrm{Sp}\,\boldsymbol{\Phi}$ – нормированные собственные значения матрицы **Φ;** Sp **Φ** – след (сумма диагональных элементов) матрицы **Φ.**

На практике точное значение корреляционной матрицы помехи, как правило, неизвестно и поэтому приходится использовать её оценку (максимально правдоподобную оценку), получаемую в соответствии с выражением [5]:

$$\hat{\boldsymbol{\Phi}} = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} \boldsymbol{Y}(i)\boldsymbol{Y}^{*}(i), \qquad (6)$$

где $\mathbf{Y}(i)$ – вектор процесса, принимаемый в i-й момент времени, в соответствии с выражением (1);
L – объём выборки, используемой для получения оценки корреляционной матрицы сигнала.

Будем считать, что амплитудный множитель **A** представляет собой вектор шума, распределенного в общем случае по некоторому закону, с корреляционной матрицей $<\mathbf{A}\mathbf{A}^{*}>$ – знак статистического усреднения), * – знак эрмитова сопряжения. Представим вектор **A** в виде

$$\boldsymbol{A} = 1 + \boldsymbol{Z_P}, \qquad (7)$$

где $\mathbf{Z}_{\mathrm{P}}(\mathbf{\Sigma})$ – вектор шума с распределением $\mathrm{P}(\mathbf{\Sigma})$, $\mathbf{\Sigma}$ – вектор параметров распределения. **Z** – вектор шума с корреляционной матрицей $<\mathbf{Z}\mathbf{Z}^{*}>=\sigma^2\mathbf{I}$ (**I** – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора **Z.**

Рассмотрим общий случай, когда постоянные амплитудные флуктуации **A** распределены по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_{A}.

Методом численного моделирования, в соответствии с выражением (1.5) получим значения энтропии для значений выборки N=5, L=25 и N=10, L=50 и различных значений СКО σ_{A}.

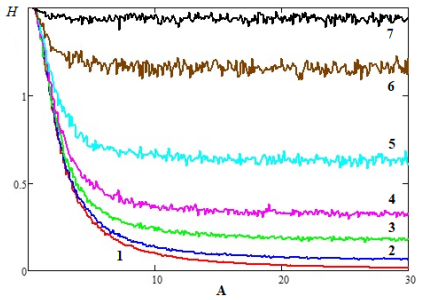


Рис. 1

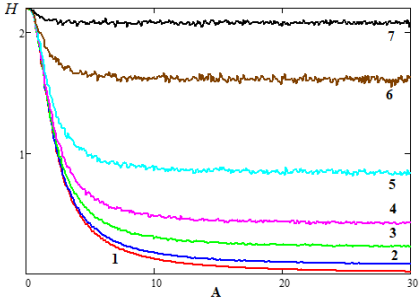


Рис. 2

Из рис. 1 и 2 видно, что при увеличении значений СКО σ_{A} значение энтропии стремится к значению $\ln(N)$, а при ОСШ $q \to \infty$, значение энтропии стремиться к некоторому постоянному значению. Также можно видеть, что с увеличением параметров N и L характер поведения графиков энтропии не меняется.

Представляет интерес провести сравнение значений энтропии при амплитудных и фазовых флуктуациях с СКО σ_{A} и σ_{φ}.

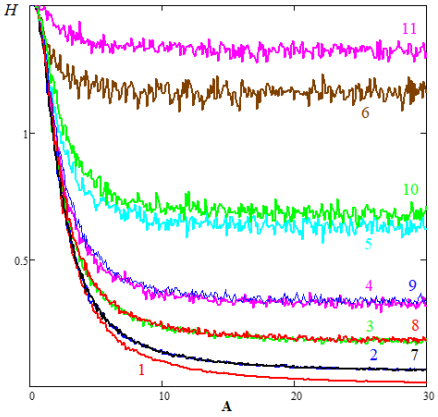


Рис. 3

Из графиков, приведенных на рисунке 3, видно, что при значении СКО $\sigma_A = \sigma_\varphi \approx 0{,}5$ значения энтропии совпадают. При дальнейшем увеличении СКО, при равных значениях амплитудных и фазовых флуктуаций $\sigma_A = \sigma_\varphi$, энтропия процесса с фазовыми флуктуациями будет больше.

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать важный вывод, что когерентность процессов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы с различным уровнем и видом флуктуаций (амплитудных, фазовых, частотных) может быть одинаковой. Это позволяет сравнивать процессы с различными видами и уровнями флуктуаций.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

[1] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
[2] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
[3] Михеев, П. В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов / П. В. Михеев // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 1. С. 82.
[4] Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров / Е. С. Фитасов, И. Я. Орлов, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
[5] Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ. – М.: Мир, 1990. 547 с.

Секция «Радиофизические методы измерения и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 15 мая 2025 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«ОБЩАЯ ФИЗИКА»

Председатель – М.И. Бакунов, секретарь – Е.З. Грибова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

БИМОЛЕКУЛЯРНОЕ ПОГЛОЩЕНИЕ CH_4-CH_4, CH_4-N_2 И CH_4-CO_2 В ММ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

А.О. Королева[1)], Т.А. Галанина[1)], И.С. Амерханов[1, 2)], Е.А. Серов[1)], А.Ю. Секачева[1, 2)], М.А. Кошелев[1)], М.Ю. Третьяков[1)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] ННГУ им. Н. И. Лобачевского

Современные исследования [1, 2] указывают на необходимость прецизионных измерений континуального поглощения метана, которые бы соответствовали возрастающим требованиям к точности описания радиационных и климатических свойств атмосфер планет. Метан служит одним из основных биомаркеров в поиске обитаемых экзопланет, так как его спектральные сигналы могут указывать на потенциальную биологическую активность [1]. В то же время метан, как парниковый газ, способен стабилизировать температуру на поверхности планет, создавая условия для существования жидкой воды даже в системах с низкой инсоляцией [2].

Континуальное поглощение возникает из-за того, что молекулы в реальном газе могут взаимодействовать между собой. Так как для планетарных условий тройным и более взаимодействием молекул можно пренебречь, в континуальное поглощение α_{cont} вносят вклад только парные взаимодействия. В частности, из-за этого возникают отклонения формы крыльев линий от теоретических профилей, рассчитанных в ударном приближении, а также образуются поглощающие излучение молекулярные пары (их спектр называют бимолекулярным поглощением). Изучение поглощения неполярных молекул в области рототрансляционной полосы позволяет выделить вклад бимолекулярного поглощения в континуум, что важно для построения его физически обоснованной модели.

Целью данной работы является экспериментальное исследование бимолекулярного поглощения метана и его смеси с другими неполярными молекулами (N_2, CO_2) в частотном диапазоне от 70 до 350 ГГц при комнатной температуре на резонаторном спектрометре [3]. Измерения проводились в соответствии с подходом из нашей предшествующей работы [4]. Слабое поглощение чистого CH_4 оказалось измеримо только при максимально возможном давлении для имеющейся установки в 1500 Торр. Поглощение смесей газов было записано при разных относительных концентрациях компонент смеси для проверки зависимости наблюдаемого поглощения от давления (максимальное давление смеси 1227–1444 Торр).

Главным отличием спектра метана от спектров N_2 и CO_2 в исследуемом мм диапазоне является наличие резонансного спектра α_{res}, возникающего из-за появления дипольного момента при несферической деформации молекулы и из-за специфических вырожденных колебаний [5]. Он моделировался с помощью профиля Ван-Флека–Хубера [6] с параметрами из базы данных HITRAN [7]. Этот профиль линии работает при отстройках частоты от центра линии, много меньшей, чем $1/2\pi\tau_c$, где τ_c –длительность соударения, что составляет 5 см$^{-1}$ для молекул метана. Однако при исследованиях континуума, как правило, крылья линий обрезаются при отстройках частоты от центра линии в 25 см$^{-1}$ [8]. Континуум α_{cont} определялся на основе экспериментальных данных α_{total} следующим образом:

$$\alpha_{cont} = \alpha_{total} - \alpha_{res.} \quad (1)$$

Континуум складывается из поглощения, обусловленного взаимодействием молекул CH_4 друг с другом $\alpha_{CH4\text{-}CH4}$ и с молекулами буферного газа $\alpha_{CH4\text{-}Y}$ (Y – N_2 или CO_2), а также молекул буферного газа друг с другом $\alpha_{Y\text{-}Y}$:

$$\alpha_{cont}(f,n) = \alpha_{CH4-CH4}(f,n) + \alpha_{CH4-Y}(f,n) + \alpha_{Y-Y}(f,n), \quad (2)$$

где f – частота источника излучения, n – концентрация взаимодействующих молекул. Данные о коэффициентах континуума CO_2 и N_2 взяты из [9, 4].

Полученные в эксперименте спектры поглощения CH_4-CH_4, CH_4-N_2 и CH_4-CO_2 представлены на рис. 1 серым. Измерения в двух частотных диапазонах хорошо согласуются друг с другом. Красная линия – результат усреднения экспериментальных данных; сплошные линии соответствуют резонансному спектру метана (тёмно-зелёный) и поглощению неизбежной микропримеси воды (синий). Пунктирные линии показывают сравнение с поглощением CH_4 (светло-зелёный), N_2 (чёрный) [4] и CO_2 (фиолетовый) [9].

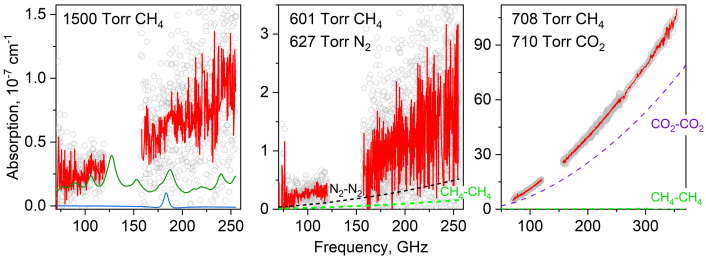


Рис. 1

Несмотря на то, что поглощение чистого метана мало, его взаимодействие с молекулами CO_2 оказывается значительно более эффективным, а поглощение смеси существенно превышает поглощение чистого CH_4 (рис. 2).

Величина континуального поглощения пропорциональна произведению концентраций взаимодействующих молекул:

$$\alpha_{X-Y}(f,n) = C_{X-Y}(f) n_X n_Y, \quad (3)$$

где X и Y – молекулы взаимодействующих газов, C – нормированный на концентрации коэффициент поглощения.

Для исследования частотной зависимости производится нормировка на общий для всех типов поглотителей в исследуемом диапазоне радиационный член f^2:

$$S_{X-Y}(f) = \frac{C_{X-Y}(f)}{f^2}. \quad (4)$$

Спектральные функции $S_{CH4\text{-}CH4}$, $S_{CH4\text{-}N2}$ и $S_{CH4\text{-}CO2}$ представлены на рис. 2. Красные символы – результаты экспериментальных измерений. Серые сплошные линии – результаты теоретических расчётов квантовыми методами для чистого метана [10], методом классических траекторий для смеси метана с азотом [11] и результаты

упрощённого моделирования, основанного на нулевом спектральном моменте, для смеси CH_4-CO_2 [2].

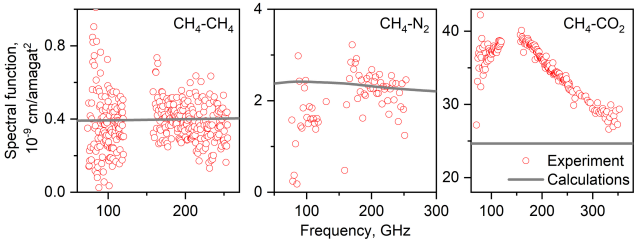


Рис. 2

Согласие спектральной функции измеренного континуума с расчетом бимолекулярного поглощения (в пределах уровня шума) говорит о том, что именно оно является доминирующим механизмом формирования поглощения чистого метана и его смеси с неполярными газами N_2 и CO_2. Заметное отличие спектральной функции CH_4-CO_2 от квадратичной может свидетельствовать о вкладе димеров в наблюдаемое поглощение аналогично случаю CO_2-Ar [9]. Хотя из-за отсутствия физически обоснованной модели дальнего крыла линии точная оценка вклада крыльев линий в континуум затруднительна, изменение отстройки, на которой обрезаются крылья линий, с 25 до 5 $см^{-1}$ изменяет его не более чем на 10%, то есть в пределах уровня экспериментального шума. Для смесей CH_4 с азотом и углекислым газом вклад крыльев линий в континуум тем более будет пренебрежим из-за меньшей доли поглощения CH_4 в полном поглощении.

Полученные в ходе данной работы спектры не только представляют практический интерес для задач дистанционного зондирования атмосфер планет с целью обнаружения возможной жизни, но также являются необходимым этапом на пути к теоретически обоснованной модели континуального поглощения и могут быть использованы для валидации расчётов.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проекта FFUF-2024-0016).

[1] Yasuto Watanabe and Kazumi Ozaki // Astrophysical Journal. 2024. Vol. 961. no. 1.
[2] Wordsworth R., et al. // Geophys. Res. Lett. 2024. Vol. 44. P. 665.
[3] Koshelev M.A., et al. // IEEE Trans. Terahertz. Sci. Technol. 2018. Vol. 8. I. 6. P. 773.
[4] Serov E.A. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2024. Vol. 328. P. 109172.
[5] Aliev M.R. and Watson J.K.G. // Molecular Spectroscopy: Modern Research. 1985. Vol. 3 / Ed. by K. N. RAO – New York, N.Y.: Academic Press.
[6] Van Vleck J.H., Huber D.L. // Rev. Mod. Phys. 1977. Vol. 49, no. 4. P. 939.
[7] Gordon I.E. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer. 2022. Vol. 277. P. 107949.
[8] Mlawer E. J. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2023. Vol. 306. P. 108645.
[9] Odintsova T. A., et al. // J. Quant. Spectrosc. Rad. Transf. 2021. Vol. 258. P. 107400.
[10] Borysow A., Frommhold L. // Astrophysical Journal. 1987. Vol. 318. P. 940.
[11] Finenko A. et al // Astrophysical Journal. 2021. Vol. 258. P. 33.

О ПОСТОЯННОЙ ВО ВРЕМЕНИ СИЛЕ РЕАКЦИИ ВОЛНОВОГО ПОЛЯ НА ГРАНИЦУ

В.В. Арабаджи

ИПФ РАН

Известно множество работ [1–4] о возможности переноса механического импульса волнами разной физической природы. Ниже этот вопрос рассматривается, но в более простой формулировке: в каких типах краевых задач возникает постоянная во времени сила, действующая на излучающую (рассеивающую) на частоте $\omega = \omega_0 > 0$ границу S_0 либо одного тела (рис. 1), либо двух тел **A**, **B** (рис. 2), либо плоскости (рис. 4–7)? Поэтому нужно найти какой-либо физический механизм переноса спектральной плотности мощности в $\omega = 0$, например: нелинейность среды [3], модуляция во времени граничных условий на излучающей (рассеивающей) поверхности [2], [4], действие падающей волны на сторонний ток той же частоты [5].

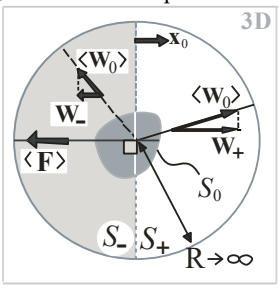


Рис. 1

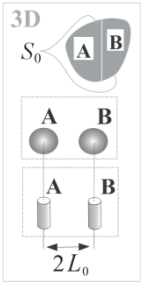


Рис. 2

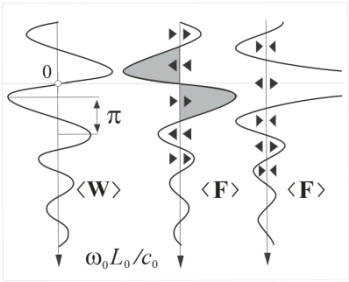


Рис. 3

Постоянную силу реакции поля на границу можно интерпретировать макроскопически (как следствие анизотропного излучения (рассеяния) в дальней зоне [1]) и микроскопически через подробное описание сил, действующих непосредственно на границу S_0 (излучающую или рассеивающую). В [5] на примере двух пульсирующих (с начальными фазами $\varphi_{A,B}$) сфер на частоте ω_0 и двух элементов электрического тока (рис. 2) показана одинаковая зависимость средней (на периоде $2\pi/\omega_0$) силы волновой тяги $< \mathbf{F} >= (W_+ - W_-)\mathbf{x}_0$ (<<, >> при $\varphi_A - \varphi_B = \pi/2$, рис. 3) от средней разности потоков мощности вперед и назад $W_\pm = \int\int < \mathbf{W}_0 > \mathbf{n}_0 dS_\pm$ и от волнового расстояния $\omega_0 L_0/c_0$ между малыми антеннами A и B (на расстоянии $2L_0$ друг от друга), где c_0 – фазовая скорость волны, $< \mathbf{W}_0 >$ – средняя по времени поверхностная плотность потока мощности, $\mathbf{n}_0$ – единичная нормаль к сфере S_R (разделенной на полусферы S_+, S_-) с радиусом $R \to \infty$, которая окружает границу S_0. При $\varphi_A - \varphi_B = 0$ вместо силы тяги появляются силы притяжения-отталкивания (><, <>) между A и B. Сила $< \mathbf{F} >$ (как и потоки мощности падающей, излучаемой или рассеиваемой волн), т.е. F, $\mathbf{W}_{in}$, $\mathbf{W}_{rad}$, $\mathbf{W}_{scat} \sim [\cos(\omega_0 t)]^2$ – это произведение двух видов поля на частоте ω_0. Рисунок 3 представляет безразмерные зависимости силы волновой тяги и сил отталкивания (притяжения) пульсирующих сфер (линейных токов). Размерность силы этим графикам придают

коэффициенты $q_{\mathrm{a}} = 2\pi k_0^2 a_0^4 \rho_0 V_0^2$ (акустическая задача) и $q_{\mathrm{e}} = I_0^2 \ell_0^2 k_0^2 \mu_0 / 4\pi$ (электродинамическая задача). Здесь k_0 –волновое число, a_0 –радиус сферы, ρ_0 –плотность массы среды, V_0 –амплитуда скорости пульсаций сфер, I_0 –амплитуда элемента электрического тока, ℓ_0 –длина элемента тока, μ_0 –магнитная постоянная вакуума.

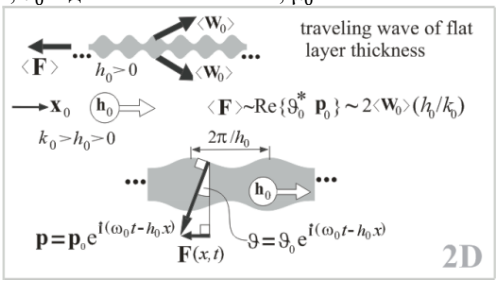


Рис. 4

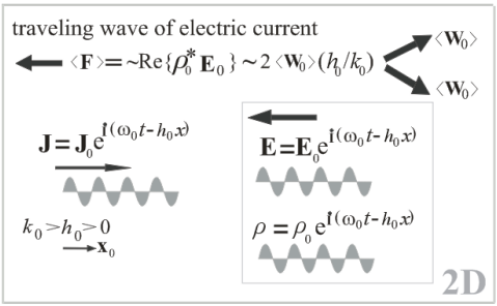


Рис. 5

В случае скользящих волн [6] бегущая волна толщины $d(x,t) = d_0 \exp(\mathrm{i}\omega_0 t - \mathrm{i}h_0 x)$ (рис. 4) бесконечной плоской пластины и волна тока $\mathbf{J}(x,t)$ (рис. 5) возбуждают волну локальных наклонов $\vartheta(x,t)$ плоской поверхности и волну зарядов $\rho(x,t) = \rho_0 \exp(\mathrm{i}\omega_0 t - \mathrm{i}h_0 x)$ (а также тангенциального электрического поля $\mathbf{E}$) соответственно, порождая постоянную во времени тангенциальную силу $< \mathbf{F} >$.

Для **1D электромагнитной задачи** рассмотрим следующие три сценария для силы реакции поля:

(а) из области $z < 0$ на *плоскость* $z = 0$ падает (рис. 5) волна с электрическим $\mathbf{E}_{\mathrm{in}}$ и магнитным $\mathbf{H}_{\mathrm{in}}$ полями со средней плотностью потока мощности $< \mathbf{W}_{\mathrm{in}} >$. Электрический сторонний (прозрачный) плоский ток $\mathbf{J}_{\mathrm{e}}$ порождает электрическое $\mathbf{E}_{\mathrm{e}}$ (и магнитное $\mathbf{H}_{\mathrm{e}}$) поле. При токе $\mathbf{J}_{\mathrm{e}} = [\mathbf{z}_0 \times \mathbf{H}_{\mathrm{in}}]$ имеем $\mathbf{E}_{\mathrm{in}} + \mathbf{E}_{\mathrm{e}} = 0$, $\mathbf{H}_{\mathrm{in}} + \mathbf{H}_{\mathrm{e}} = 0$ при $z > 0$, и стоячую волну при $z < 0$ со средним потоком мощности $< \mathbf{W}_{\Sigma} >= 0$. Падающая волна действует на ток $\mathbf{J}_{\mathrm{e}}$ силой Ампера $< \mathbf{F}_{\mathrm{e}} >= 2 < \mathbf{W}_{\mathrm{in}} > (\mu_0 \varepsilon_0)^{1/2}$ (ε_0, μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные вакуума).

(б) **Односторонний излучатель** (источник Гюйгенса (ИГ), рис. 7) образован двумя взаимно перпендикулярными сторонними токами на плоскости $z = 0$: электрическим током $\mathbf{J}_e$, порождающим поля $\mathbf{E}_e$, $\mathbf{H}_e$, и магнитным током $\mathbf{J}_m$, порождающим поля $\mathbf{E}_m$, $\mathbf{H}_m$. При соотношении модулей $J_m/J_e = (\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$ в области $z > 0$ поля токов $\mathbf{J}_e$ и $\mathbf{J}_m$ складываются в фазе, а в области $z < 0$ взаимно компенсируются ($J_{e,m} = |\mathbf{J}_{e,m}|$). Одновременно $\mathbf{H}_m$, $\mathbf{E}_e$ действуют на токи $\mathbf{J}_e$, $\mathbf{J}_m$ силами $\mathbf{F}_{Ae} = \mu_0[\mathbf{J}_e \times \mathbf{H}_m]$ и $\mathbf{F}_{Am} = \varepsilon_0[\mathbf{E}_e \times \mathbf{J}_m]$ соответственно, что дает суммарную среднюю силу $< \mathbf{F}_1 >=< \mathbf{F}_{Ae} + \mathbf{F}_{Am} >= -< \mathbf{W}_\Sigma > (\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$, где $< \mathbf{W}_\Sigma >$ – поток излучения ИГ.

(в) **Поглощение падающей волны ИГ**. При $J_m/J_e = (\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$ токи ИГ создают при $z < 0$ поле $\mathbf{E} = 0, \mathbf{H} = 0,$ а при $\mathbf{J}_m = \mathbf{E}_{in}/2, \mathbf{J}_e = \mathbf{H}_{in}/2$ эти токи создают при $z > 0$ плоскую волну $-\mathbf{E}_{in}, -\mathbf{H}_{in}$, убегающую от $z = 0$ (рис. 7). Складываясь с падающей волной $\mathbf{E}_{in}, \mathbf{H}_{in}$, поле ИГ создает нулевое поле при $z > 0$, т.е. ИГ поглощает падающую волну. Поле падающей волны действует на токи ИГ $\mathbf{J}_m$, $\mathbf{J}_e$ силой Ампера $< \mathbf{F}_2 >=< \mathbf{W}_\Sigma > (\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$, а полная сила действия полей ИГ и падающей волны на токи равна нулю: $< \mathbf{F} >=< \mathbf{F}_1 > +< \mathbf{F}_2 >= 0$.

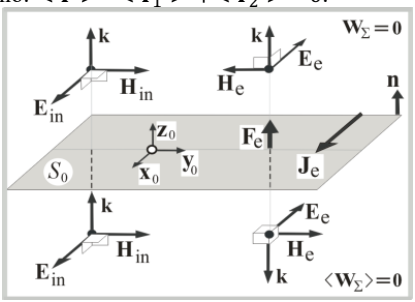


Рис. 6

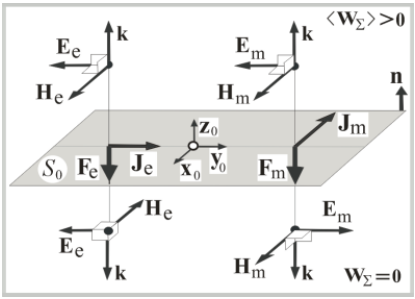


Рис. 7

Отметим, что в 1D задаче (без дифракции) для звуковых волн в невязкой сжимаемой среде постоянная во времени сила реакции не возникает даже для односторонне излучающего (безопорного на всех частотах, включая нулевую) ИГ [6].

Эксперимент с волнами на поверхности воды. Для экспериментального подтверждения постоянной во времени силы реакции волнового поля на границу была построена модель (см. рис. 8) из двух отдельных параллельных жестко скрепленных одинаковых поплавков А, В [5]. На них размещены одинаковые синхронные электроприводы, вращающие с заданной частотой f на осях одинаковые грузы так, что фазы $\varphi_{A,B}$ вертикальных колебаний сил инерции, действующих на А, В, отличаются на $\pi/2$, а горизонтальные составляющие сил инерции взаимно компенсируются. Колебания глубины погружения поплавка одновременно генерируют волны и модулируют рассеяние волн соседнего поплавка, что при соответствующей разности фаз приводит к ненулевой средней силе действия поля на поплавок. Максимум $\langle F \rangle \approx 0.02$ Н силы волновой тяги был обнаружен на частоте $f \approx 1.14$ Гц вращения грузов при фиксации модели по

горизонтали, а без фиксации модель достигала поступательной скорости $V \approx 1.14$ m/s. При фиксации модели по горизонтали (при $f \approx 1.14$ Hz) было обнаружено стационарное вихревое течение с максимальной скоростью $U \approx 0.023$ m/s. При смене направления вращения грузов величины <F>, V, U также меняли знак.

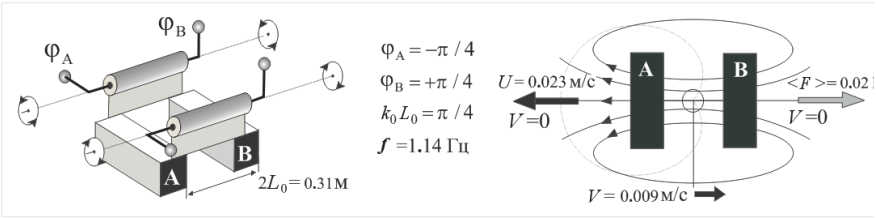


Рис. 8

Преобразование частоты излучения или рассеяния в нулевую частоту (постоянную силу) происходит во всех приведенных примерах краевых задач.

В акустических задачах для преобразования частоты необходима модуляция рассеяния, а в рассмотренных выше электромагнитных задачах рассеяние (на стороннем токе) не происходит вообще.

Кроме того, в задачах с волнами в жидкости или газе экспериментально обнаружена прямая связь постоянной силы волновой тяги с возникающим реактивным течением.

Показано, что в одномерной задаче поглощения падающей электромагнитной волны источником Гюйгенса полная постоянная сила реакции поля на ИГ равна нулю.

Работа выполнена в Институте прикладной физики РАН в соответствии с госзаданием **FFUF-2024-0035.**

[1] Lebedew P. // Annalen der Physik. 1901. Vol. 4, no. 6. P. 433.
[2] Bjerknes C.A. Hydrodynamische Fernkrafte. — Leipzig: Verlag von Wilhelm Engelmann, 1915.
[3] Denisov G.G. // Acoustical Physics. 2000. Vol. 46, no. 3. P. 340.
[4] Doinikov A. // Phys Rev E. 64.026301. 2001. Jul 16.
[5] Arabadzhi V. // London Journal of Engineering Research. 2024. Vol. 24, no. 8, P. 51.
[6] Arabadzhi V. // Journal of Applied Mathematics Computation. 2023. Vol. 7, no. 4. P. 426.
[7] Арабаджи В.В. // Акустический Журнал. 2009. Т. 55, № 1. С. 104.

СРАВНЕНИЕ КРИСТАЛЛОВ ДЛЯ ОПТИКО-ТЕРАГЕРЦОВОЙ КОНВЕРСИИ: $LiTaO_3$ И $LiNbO_3$

С.Б. Бодров[1, 2], М.В. Сарафанова[1], А.И. Шугуров[1], М.И. Бакунов[1]

[1] *ННГУ им. Н.И. Лобачевского*
[2] *ИПФ РАН*

Введение

Кристаллы с большой квадратичной нелинейностью $LiNbO_3$ (LN) и $LiTaO_3$ (LT) широко применяются в нелинейной оптике, в том числе для генерации терагерцового излучения методом оптического выпрямления фемтосекундных лазерных импульсов. В современных схемах терагерцовой генерации – с накачкой скошенными лазерными импульсами [1] или на основе черенковского синхронизма [2] – в основном используется кристалл LN, а в качестве накачки – излучение титан-сапфирового лазера с длиной волны 800 нм. При этом одним из основных факторов, приводящих к насыщению эффективности оптико-терагерцовой конверсии при высоких интенсивностях накачки, является трехфотонное поглощение лазерного излучения в кристалле. Поскольку ширина запрещенной зоны у LT (4,9 эВ) больше, чем у LN (3,8 эВ), трехфотонное поглощение излучения на 800 нм в LT должно быть подавлено, и можно ожидать, что LT мог бы быть предпочтительнее LN в качестве кристалла-конвертора [3]. Недавно, однако, трехфотонное поглощение на длине волны 800 нм было экспериментально обнаружено и в LT, причем более сильное, чем в LN [4]. В связи с этим возникает вопрос о соотношении потенциальных возможностей LT и LN в качестве нелинейных кристаллов для оптико-терагерцовой конверсии.

В данной работе выполнено прямое экспериментальное сравнение терагерцовой генерации в LT и LN при двух длинах волн накачки: 800 нм и 1030 нм. Использовалась схема с черенковским излучением терагерцовых волн и их выводом через боковую грань кристалла, что позволило минимизировать влияние различного терагерцового поглощения в кристаллах на сравнение их нелинейных свойств.

Экспериментальная установка

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1. Использовались кристаллы с близкими размерами: толщиной 1 мм (LT) и 0,5 мм (LN) и длиной 9 и 8 мм соответственно. Ширина обоих кристаллов (размер в перпендикулярном к плоскости рис. 1 направлении) 15 мм. Луч накачки вводился в кристалл под небольшим углом α к его боковой грани. Терагерцовое излучение выводилось в воздух через приклеенные к кристаллам кремниевые призмы с углом при основании, равным черенковскому углу. С помощью параболического зеркала (ПЗ)

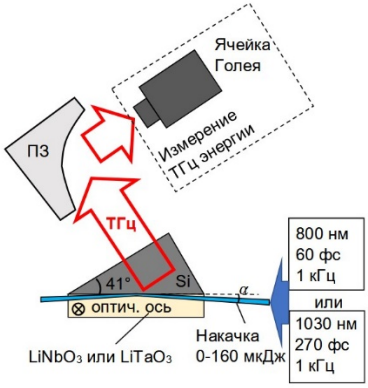


Рис. 1

терагерцовое излучение направлялось либо в ячейку Голея для измерения энергии излучения, либо на схему электрооптического стробирования волновой формы терагерцовых импульсов (не показана на рис. 1). Для накачки использовались как спектрально ограниченные, так и отрицательно чирпированные импульсы.

Результаты

На рис. 2 и 3 представлены зависимости эффективности оптико-терагерцовой конверсии в LN и LT от энергии импульса накачки при длине волны накачки 800 и 1030 нм соответственно. Для всех зависимостей характерно наличие начального линейного участка и последующего насыщения, связанного с влиянием многофотонного поглощения. Большая энергия насыщения для LT по сравнению с LN на рис. 2 противоречит выводу работы [4] о более сильном трехфотонном поглощении в LT. Большую крутизну линейного участка для LN по сравнению с LT на рис. 2 можно объяснить влиянием кинематического фактора $\left(n_{\mathrm{THz}}^2 - n_g^2\right)^{-2}$, который входит в выражение для энергии черенковского излучения [5]. При примерно одинаковом значении индекса группового запаздывания $n_g \approx 2{,}2$ и существенно различном показателе преломления терагерцовых волн $n_{\mathrm{THz}} \approx 6{,}4$ в LT и 4,9 в LN данный фактор примерно в 3 раза больше для LN. Крутизна линейных участков на рис. 3 больше, чем на рис. 2, что можно объяснить большей длительностью импульса накачки на 1030 нм [5].

Таким образом, LN предпочтительнее LT в качестве кристалла-конвертора как при накачке на длине волны 800 нм, так и на 1030 нм.

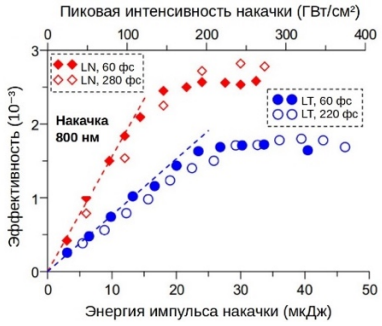


Рис. 2

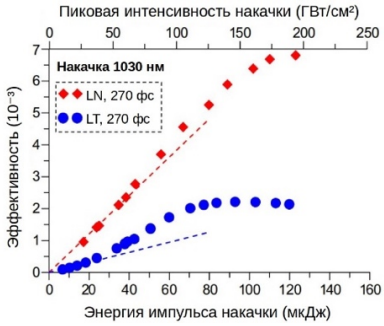


Рис. 3

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект 22-19-00371).

[1] Wang I. et al. // Laser Photonics Rev. 2020. Vol. 14. P. 2000021.
[2] Bodrov S.B. et. al // Opt. Express. 2019. Vol. 27. P. 36059.
[3] Krizsán G. et al. // Opt. Express. 2020. Vol. 28. P. 34320.
[4] Benabdelghania I. et al. // Opt. Materials. 2024. Vol. 153. P. 115571.
[5] Bodrov S.B., Bakunov M.I., Hangyo M. // J. Appl. Phys. 2008. Vol. 104. P. 093105.

МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ ОПТИЧЕСКОГО ЗАТУХАНИЯ НА ОКТ-СКАНАХ ДЛЯ КОРРЕКТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ СПЕКЛ-КОНТРАСТА

П.А.Чижов[1, 2)], А.А. Советский[2)],А.Л. Матвеев[2)], Л.А. Матвеев[2)], В.Ю. Зайцев[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Диагностическим признаком некоторых компонентов ткани на ОКТ-изображениях могут служить локальные неоднородности распределения рассеивателей или их сильно неравномерная яркость. Для выделения таких зон может быть использован параметр спекл-контраста, но его значения могут искажаться влиянием ослабления и вариациями уровня освещающего пучка.

На экспериментально наблюдаемый спекл-контраст при ОКТ-сканировании могут существенно влиять факторы, не имеющие прямого отношения к локальным характеристикам рассеивателей различных типов тканей, которые пытаются дифференцировать с помощью ОКТ-визуализации. В частности, яркость спекла зависит от интенсивности падающих и обратно рассеянных оптических волн, на которые влияет затухание света при прямом и обратном распространении, так что в реальных мутных тканях потери оптической энергии обычно сильно зависят от оптического рассеяния. Чтобы устранить искажающее влияние затухания, связанного с рассеянием и являющегося причиной артефактной пространственной неоднородности ОКТ-спеклов, на амплитуды, мы предлагаем усовершенствованный подход к анализу спекл-контраста и других параметров, характеризующих локальные свойства мутных сред, визуализируемых с использованием ОКТ [1].

В предположении о сильном преобладании рассеяния в общем оптическом затухании интенсивность принимаемого сигнала можно представить как:

$$I_0(z) = J_0 \mu_s(z).exp\left[-2\int_0^z \mu_s(z')dz'\right]. \qquad (1)$$

Здесь J_0 — это интенсивность падающего луча. Коэффициент рассеяния $\mu_s(z)$ определяет начальную амплитуду обратно рассеянного сигнала. Интеграл $2\int_0^z \mu_s(z')dz'$ в экспоненциальной функции определяет затухание сигнала при его распространении. Следует также отметить, что в уравнении (1) интенсивность ОКТ-сигнала зависит исключительно от затухания. Это означает, что другие факторы (такие как влияние фокусировки, эффект Roll-off, типичный для спектральной ОКТ и другие аппаратные факторы) компенсируются, что может быть сделано, например, как описано в [2].

Далее с учетом вспомогательного интеграла $\int_z^\infty I_0(z')dz'$ и уравнения (1) после некоторых преобразований получаем искомую форму для скорректированных интенсивностей пикселей:

$$I(z_q) = J_0 \frac{I_0(z_q)}{2\int_z^\infty I_0(z')dz'}. \quad (2)$$

Коэффициент $I(z_q)/J_0$ в уравнении (2) совпадает с выражением, полученным в [3] для пространственно-разрешенных значений коэффициента рассеяния $\mu_s(z)$:

$$\frac{I(z_q)}{J_0} = \frac{I_0(z_q)}{2\int_z^\infty I_0(z')dz'} = \mu_s(z). \quad (3)$$

Полученное уравнение (3) дает искомое скорректированное выражение для интенсивностей пикселей, в которых устраняются искажения, связанные с затуханием.

В дискретной форме, соответствующей пиксельной структуре ОКТ-скана, уравнение (2) может быть записано как:

$$I_q = \frac{1}{2\Delta z_{px}} \frac{I_{0q}}{\left(\sum_{q+1}^{N-1} I_{0j}\right) + \frac{1}{2}\left(I_{0q} + I_{0N}\right)}, \quad (4)$$

где q – индекс пикселя, соответствующий текущей глубине z_q; Δz_{px} – осевое расстояние между соседними центрами пикселей, а индекс N соответствует максимальным глубинам, визуализируемым в ОКТ-сканах.

Далее мы покажем, как коррекция амплитуд пикселей влияет на такой полезный и часто вычисляемый параметр спекл-контраста (СК), определенный в [4] как:

$$\sigma_i = \frac{\sigma}{\langle I \rangle} = \frac{\sqrt{\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2}}{\langle I \rangle}. \quad (5)$$

Здесь I — интенсивность сигнала ОКТ в каждом пикселе в выбранной локальной области обработки; оператор $\langle\ \rangle$ обозначает процедуру усреднения интенсивности пикселей в пределах выбранного окна сканирования; σ — стандартное отклонение интенсивности в пределах скользящего окна обработки.

На рисунке 1 на панели (a) показаны структурные ОКТ-сканирования с различной степенью оптического затухания, где коэффициент обратного рассеяния составляет 0,25%, 0,5%, 0,75% и 1% для (a-1) – (a-4) соответственно. На панели (b) показана зависимость интенсивности спекл-контраста от аксиального размера окна сканирования для этих четырех случаев.

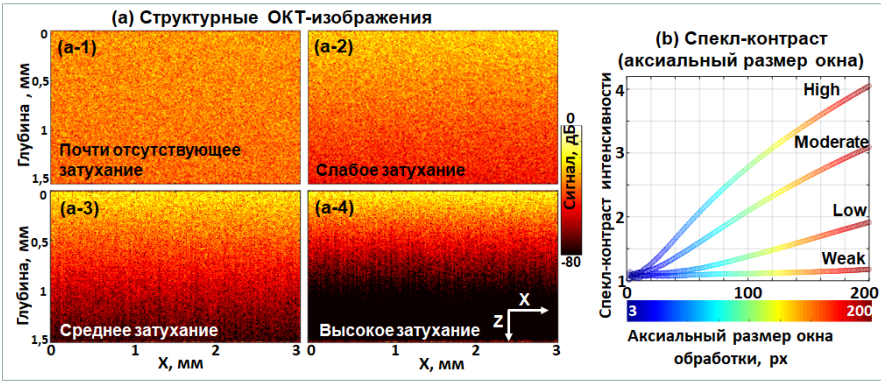


Рис. 1

Из рисунка 1(b) видно, что только при самом слабом затухании параметр спекл-контраста остается неизменным и близким к значению единицы, ожидаемому при рассеянии равномерно и достаточно плотно распределенными рассеивателями с одинаковыми значениями параметра силы рассеяния (т.е. при отсутствии очень слабых и очень сильных рассеивающих частиц). При более высоком затухании параметр спекл-контраста линейно увеличивается с увеличением окна сканирования.

Чтобы смягчить искажающие эффекты затухания и восстановить значение СК без затухания, ослабление может быть компенсировано с помощью уравнения (2) или его дискретизированной формы, уравнения (4).

На рисунке 2 показан результат компенсации оптического коэффициента затухания для ОКТ-скана, (a) – ОКТ-скан, смоделированный путем полного пренебрежения затуханием ОКТ-сигнала, связанным с рассеянием; (a-1) и (a-2) – СК-карты, полученные для ОКТ-скана на панели (a); (b) – смоделированный скан аналогично (a), но с учетом оптического затухания; (b-1) и (b-2) карты СК, полученные для скана (b), демонстрирующие, что разница значений СК между левой и правой половинами сканирования сильно искажается эффектами, связанными с ослаблением сигнала. (c) – скорректированная карта интенсивности рассеяния, полученная из (b) с использованием уравнения (2); (c-1) и (c-2) являются уточненной картой СК для окон обработки 10x10 пикселей и 30x30 пикселей и демонстрируют восстановление разницы между левой и правой половинами сканирования с точки зрения значения СК в отсутствие ослабления сигнала.

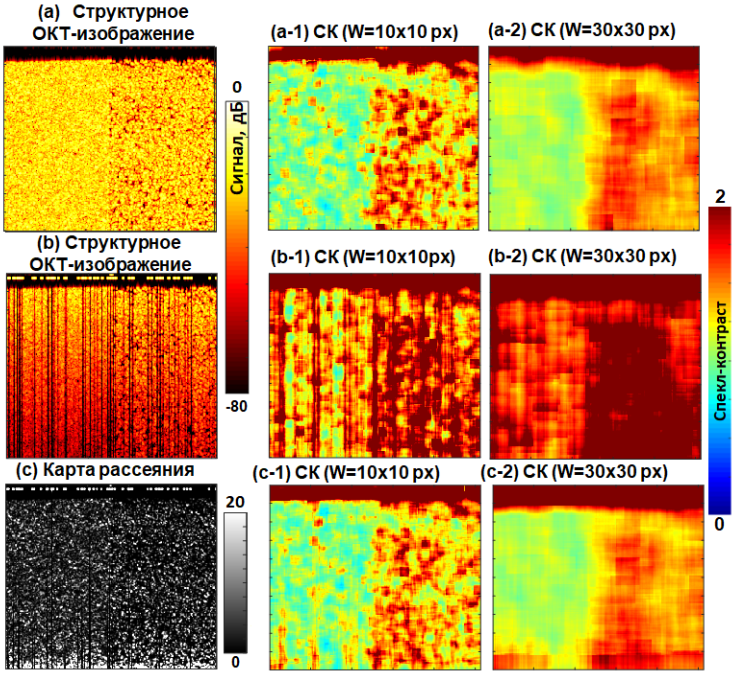


Рис. 2

В работе представлен простой метод улучшенной оценки локальных характеристик статистики спеклов с помощью определения уточненного спекл-контраста. Такой уточненный параметр спекл-контраста определяется локальными параметрами рассеивателей и не подвержен влиянию градиентов оптического сигнала, вызванных затуханием, связанным с рассеянием (затуханием сигнала в осевом направлении), а также эффектом затенения, вызванным наличием локализованных сильных рассеивателей (которые могут приводить к выраженной латеральной неоднородности оптического сигнала лежащих ниже областей скана).

Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 22-12-00295.

[1] Matveev L.A. et al. // Laser Phys. 2024. Vol. 22, no. 1. P. 015601.
[2] Sovetsky A.A., Matveyev A.L., Matveev L.A.,// Journal of Biomedical Photonics & Engineering. 2024. P. 020302.
[3] Vermeer K.A., Mo J., Weda J.J.A., // Biomedical Optics Express. 2014. Vol. 5, no. 1. P. 322.
[4] Weatherbee A. et al. // Opt. Lett. 2016. Vol. 41, no. 12. P. 2727.

КОНТИНУАЛЬНОЕ ПОГЛОЩЕНИЕ CO-AR: ОТ ЭКСПЕРИМЕНТА К ИНТЕРПРЕТАЦИИ

А.О. Королева, Т.А. Галанина, М.А. Кошелев, М.Ю. Третьяков

ИПФ РАН

Для атмосферных приложений требуется высокоточная модель поглощения реального газа. Спектр идеального газа с высокой точностью можно представить в виде суммы резонансных линий с известными профилями. Однако учет нерезонансной части поглощения (континуума), обусловленной межмолекулярными взаимодействиями, до сих пор затруднителен, так как природа континуума до конца не ясна. Исторически первой гипотезой о формировании континуума стал кумулятивный эффект дальних крыльев линий молекул-мономеров, возникающий из-за немгновенности межмолекулярных взаимодействий. Современная отсылка к этой гипотезе представлена в работе [1]: высокоточные спектроскопические измерения выявили уменьшение интегральной интенсивности резонансных линий с ростом давления, сопровождающееся одновременным (и в точности соответствующим по величине этому уменьшению) ростом интегральной интенсивности континуума под резонансными линиями. Авторы [1] интерпретируют наблюдаемый эффект как проявление «суперлоренцевых» крыльев линий мономеров.

Однако гипотеза, связывающая континуальное поглощение с крыльями линий, не объясняет спектральные особенности, которые возникают вследствие образования в результате соударений молекулярных пар, включая стабильные димеры. Для неполярных молекул, таких как N_2 и CO_2, преимущественно именно бимолекулярное поглощение отвечает за возникновение континуума [2, 3]. Для более сложных молекул, таких как H_2O, было показано, что построенная на строгом физическом подходе модель континуума должна учитывать оба эти механизма [4]. Теоретические расчеты для полярных несимметричных молекул на сегодняшний день очень трудоемки, поэтому для первых шагов в этом направлении наиболее перспективной представляется молекулярная система типа «линейная молекула – атом», например, CO-Ar. Высокоточные экспериментальные данные необходимы для верификации последующих теоретических расчетов. В данной работе представлены результаты измерения континуума CO-Ar в области вращательной полосы CO в дальнем ИК-диапазоне (50–160 $см^{-1}$), а также их анализ с точки зрения бимолекулярной природы континуума.

Спектры регистрировались с помощью фурье-спектрометра, оснащенного многоходовой ячейкой с эффективной длиной оптического пути около 151 м. Излучение используемого в работе источника, синхротрона SOLEIL, в рассматриваемом спектральном диапазоне на порядок интенсивнее, чем у традиционных тепловых источников, таких как Глобар. Это позволило получить достоверные данные о слабом континуальном поглощении на фоне интенсивного резонансного спектра. Спектры регистрировались при давлении CO 50–150 мбар и полном давлении смеси 50–1000 мбар.

Континуальное поглощение α_{cont} определялось как разность между наблюдаемым в эксперименте поглощением и расчетным резонансным спектром. В последний вносили вклад линии CO и H_2O, присутствующего в ячейке как неизбежная микропримесь с давлением 0.2±0.1 μбар. Форма линий α_{Line} моделировалась профилем Ван Флека–

Хубера [5], дополненного для линий CO коэффициентами интерференции первого порядка Y аналогично профилю Розенкранца [6]:

$$\alpha_{Line} = n\frac{S}{\pi}\frac{v}{v_0}\frac{tanh(hv/2k_BT)}{tanh(hv_0/2k_BT)}\left(\frac{\Delta v_c + Y(v-v_0)}{(v-v_0)^2+\Delta {v_c}^2} + \frac{\Delta v_c + Y(v+v_0)}{(v+v_0)^2+\Delta {v_c}^2}\right), \quad (1)$$

где n – концентрация поглощающих молекул-мономеров, v – частота, k_B – постоянная Больцмана, h – постоянная Планка, T – температура газа. Значения центральных частот линий v_0, интегральных интенсивностей S, а также коэффициентов самоуширения, вносящие вклад в столкновительные ширины линий Δv_c, были взяты из базы данных HITRAN [7]. Коэффициенты уширения линий CO давлением аргона для переходов с вращательным квантовым числом J<15 были взяты из работы [8], а для более высоких вращательных состояний – определены из имеющихся экспериментальных записей так же, как и коэффициенты уширения линий водяного пара давлением CO и аргона. Крылья линий традиционно обрезались на отстройках частоты от центра линии в 25 см$^{-1}$ [9].

Континуальное поглощение в смеси CO-Ar может быть разделено на две части, $\alpha_{CO\text{-}CO}$ и $\alpha_{CO\text{-}Ar}$, появляющиеся из-за взаимодействия молекул CO между собой и с молекулами аргона, соответственно. Каждая из них обладает характерной зависимостью от давления (из-за малого давления водяного пара его вкладом в континуум можно пренебречь):

$$\alpha_{cont}(v, P_{CO}, P_{Ar}) = \alpha_{CO-CO}(v, P_{CO}, P_{Ar}) + \alpha_{CO-Ar}(v, P_{CO}, P_{Ar}) = C_{CO-CO}(v)P_{CO}^2 + C_{CO-Ar}(v)P_{CO}P_{Ar}, \quad (2)$$

где P_{CO} и P_{Ar} – давления CO и Ar, $C_{CO\text{-}CO}$ – сечение собственного континуума CO, $C_{CO\text{-}Ar}$ – сечение континуума CO-Ar. Наличие записей спектров при нескольких значениях давлений CO и Ar позволило разделить их вклады, а также подтвердить достоверность полученных данных. Результат определения $C_{CO\text{-}Ar}$ показан на рисунке.

Чем выше давление, тем больше молекул-мономеров переходят в бимолекулярные состояния. С учетом того, что их не слишком много, а тримолекулярные состояния не образуются вовсе, вириальное уравнение может быть записано следующим образом:

$$P = nk_BT + B(T)\frac{n^2k_BT}{N_a}, \quad (3)$$

где $B(T)$ – второй вириальный коэффициент, величина которого для рассматриваемой смеси газов может быть найдена в [10]. N_a – число Авогадро. Решая квадратное уравнение (3), легко показать, что изменение концентрации молекул-мономеров идеального раза за счет образования димеров составляет $2K_2n^2k_BT$, где K_2 – константа равновесия. Это объясняет наблюдаемое в [1] уменьшение интегральной интенсивности линий CO. Отметим, что такая оценка не учитывает зависимости от вращательного состояния и позволяет получить только эффективную оценку относительного изменения концентрации. Тем не менее, для смеси CO с азотом, рассматриваемой в [1], это изменение составляет 4 % Мпа$^{-1}$, что согласуется с относительной коррекцией интенсивности для линии R1 (2.9(3)% МПа$^{-1}$).

Результаты работы [11], в которой было показано, что интегральная интенсивность линий и континуума CO_2 меняются с ростом давления на одну и ту же величину, позволяют предположить, что молекулы взаимодействуют с электромагнитным полем одинаково эффективно вне зависимости от того, находятся они в мономолекулярном состоянии или в бимолекулярном, а также что континуум в этом случае возникает преимущественно из-за постоянного дипольного момента. Спектры парных состояний напоминают по форме огибающую резонансного спектра мономера, а ее нормировка с учетом концентрации образовавшихся бимолекулярных состояний позволяет определить величину поглощения парных состояний CO-Ar (синяя линия на графике). Такая модель хорошо согласуется с результатами эксперимента, и достигнутое согласие не нарушается при использовании полуэмпирической модели крыла линии, учитывающей немгновенность соударений молекул [12]. (Длительность соударения молекул CO с Ar составляет приблизительно 0.9–1.7 пс.) Это позволяет сделать вывод о доминирующем вкладе бимолекулярного поглощения в наблюдаемый континуум CO-Ar.

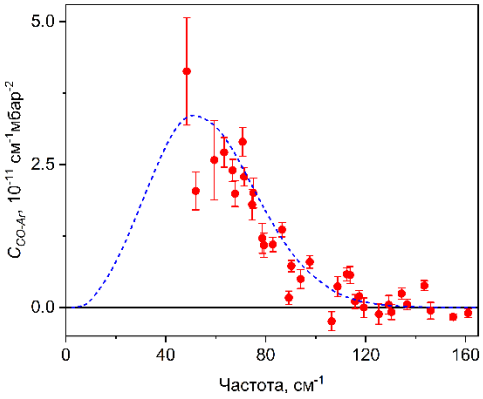


Рис.

Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ (проект FFUF-2024-0016).

[1] Reed Z.D. et al. // Phys. Rev. Lett. 2023. Vol. 130. P. 143001.
[2] Galanina T.A. et al. // Phys. Chem. Chem. Phys. 2024. Vol. 26. P. 15032.
[3] Serov E.A. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2024. Vol. 328. P. 109172.
[4] Tretyakov M.Yu. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2025. Vol. 333. P. 109319.
[5] Van Wleck J.H., Huber D.L. // Rev. Mod. Phys. 1977. Vol. 49, no. 4. P. 939.
[6] Rosenkranz P.W. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1975. Vol. 23, no. 4. P. 498.
[7] Gordon I.E. et al. // J. Quant. Spectrosc. Rad. Transf. 2022. Vol. 277. P. 107949.
[8] Luo C. et al. // J. Chem. Phys. 2001. Vol. 115, no. 5. P. 2198.
[9] Mlawer E.J. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2023. Vol. 306. P. 108645.
[10] Dymond J.H. et al. Virial coefficients of pure gases and mixtures. – London: Springer, 2002, Vol. 21(A, B).
[11] Birk M. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2024. Vol. 324. P. 109055.
[12] Serov E.A. et al. // J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2017. Vol. 193. P. 1.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МОРСКОГО ЛЬДА И ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ СЛУЧАЯ ВБЛИЗИНАДИРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Я.А. Кузнецов[1)], Ю.А. Титченко[2)], В.Ю. Караев[2)], М.А. Панфилова[2)], К.А. Понур[2)], Е.М. Мешков[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Помимо привычного метода дистанционного определения льда и его характеристик с помощью радиолокаторов, зондирующих при углах падения 20°–60°, с появлением новых космических радиолокаторов, работающих в области углов падения 0°–15°, например, DPR на спутнике миссии GPM [4], стали исследовать [1–3] область вблизинадирного зондирования. В работе обсуждается способ численного моделирования сигнала, отраженного морской поверхностью с заданным распределением сплоченности морского льда при малых углах падения излучения. Также приводится метод восстановления сплочённости морского льда, наблюдаемой в рамках численного моделирования [5, 6].

Численное моделирование работы радиолокатора выполняется в три шага: моделирование отражающей поверхности, моделирование схемы измерения и нахождение параметров сигнала, отраженного от элементарной рассеивающей площадки на поверхности. Предлагаемый подход предусматривает задание в полосе обзора как сплошного льда, так и любого распределения морского льда на поверхности воды. Например, можно смоделировать отражённое излучение от крупных айсбергов.

Для моделирования отражения от морского льда [6] используется аппроксимация зависимостей сечения обратного рассеяния от угла падения, полученная ранее [1]. Для построения аппроксимации использовались данные измерений радиолокатора DPR при наблюдении Охотского моря в феврале 2020 г. при отрицательной температуре воздуха. Полученная в работе [1] зависимость для нормированного сечения обратного рассеяния морским льдом в дБ от угла падения излучения θ приводится далее:

$$RCS_{ice}(\theta) = a_{ice} + b_{ice}|\theta| + c_{ice}\theta^2 + d_{ice}e^{-e_{ice}|\theta|}, \qquad (1)$$

где a_{ice}=-3,15±0,1, b_{ice}=-(9±3)·10^{-3}, c_{ice}=-(169±5)·10^{-4}, d_{ice}=26±0,3, e_{ice}= (53±2)·10^{-2}, $\sigma_{ice}(\theta) = 10^{RCS_{ice}(\theta)/10}$.

Считаем, что характеристики льда не меняются и отражение всегда описывается формулой (1). При этом учтём, что волнение на морской поверхности может сформироваться под действием разных скоростей и направлений ветра и в общем виде зависимость сечения обратного рассеяния от угла падения будет описываться следующей формулой [8]:

$$\sigma_0(\theta) = \frac{|R_{eff}(\theta)|^2}{2cos^4\theta\sqrt{mss_{xx}mss_{yy} - mss_{xy}{}^2}}\, e^{-\frac{tg^2\theta}{2(mss_{xx}mss_{yy} - mss_{xy}{}^2)}\cdot mss_{yy}}, \qquad (2)$$

где mss_{xx} и mss_{yy} – дисперсия уклонов шероховатостей. Ось Y ориентирована вдоль направления изменения угла падения, а ось X перпендикулярна ей; mss_{xy}–

ненормированный коэффициент корреляции между уклонами вдоль осей X и Y; R_{eff} – эффективный коэффициент отражения.

Параметры морского ветрового волнения, входящие в формулу (2), рассчитываются с использованием модели спектра волнения [7], в которой входными параметрами являются скорость приводного ветра, длина ветрового разгона и направление ветра.

Случайное распределение льда на отражающей поверхности приведено на рис. 1, где белые точки – лёд, чёрные – вода. Отражающая поверхность разбита на 10 участков со сплочённостью от 0 до 1 с шагом 0,1.

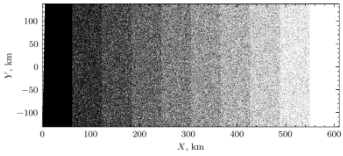


Рис. 1

Далее необходимо смоделировать схему измерений [6]. Моделируем схему радиолокатора DPR, приведенную на рис. 2а. Радиолокатор сканирует по углу падения в направлении, перпендикулярном направлению полёта. Размер «пятна» на поверхности Земли, формируемый диаграммой направленности антенны, равен 5 км. Сечение обратного рассеяния в каждом элементе разрешения рассчитывается как взвешенная сумма сечений обратного рассеяния по формуле (1) и (2), где в качестве веса используется сплочённость льда в каждом элементе разрешения [6]. Пример смоделированного радиолокационного изображения заданной отражающей поверхности представлен на рис. 2б.

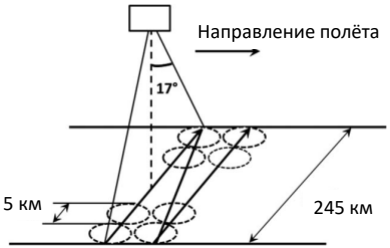


Рис. 2а

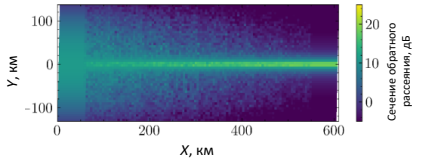


Рис. 2б

Поперечное и продольное сечение радиолокационного изображения приводится на рис. 3а и рис. 3б соответственно. Считаем, что скорость ветра 15 м/с, направление ветра вдоль оси X. В элемент разрешения радиолокатора (50×50 точек) попадают морской лед и морское волнение. Сечение обратного рассеяния вычисляется как

$$\sigma_m(\theta) = \sigma_{ice}(\theta) \cdot S_{ice} + \sigma_0(\theta) \cdot (1 - S_{ice}), \qquad (3)$$

где S_{ice} – сплоченность льда в элементе разрешения.

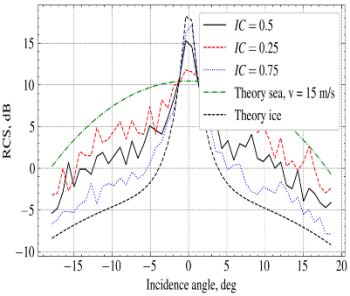


Рис. 3а

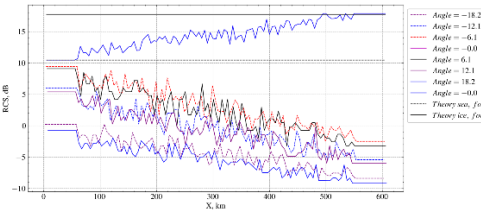


Рис. 3б

Для решения обратной задачи нам требуется знать $\sigma_{ice}(\theta)$ и $\sigma_{sea}(\theta)$ с учетом конкретных условий формирования. Для льда используется формула (1). Будем считать, что условия формирования морского волнения неизвестны. Поэтому для решения обратной задачи для морского волнения воспользуемся аппроксимацией экспериментальных данных, полученных в Охотском море [5]:

$$RCS_{sea}(\theta) = a_{sea} + b_{sea}\theta + c_{sea}\theta^2 + d_{sea}\theta^3 + e_{sea}\theta^4 + f_{sea}\theta^5, \qquad (4)$$

где a_{sea} = 11,29±0,02, b_{sea} = (6±4) ·10^{-3}, c_{sea} = -(407±4) ·10^{-4}, d_{sea} = -(10±5) ·10^{-5}, e_{sea} = (14±1) ·10^{-6}, f_{sea} = (8±13) ·10^{-8}.

Для вычисления сплочённости морского льда в каждом элементе разрешения воспользуемся формулой:

$$S_{ice}(\theta) = \frac{\sigma_m(\theta) - \sigma_{sea}(\theta)}{\sigma_{ice}(\theta) - \sigma_{sea}(\theta)} \qquad (5)$$

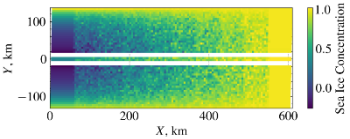


Рис. 4а

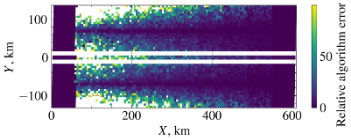


Рис. 4б

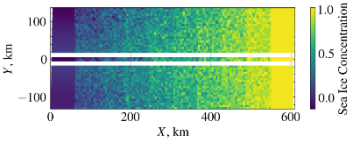


Рис. 4в

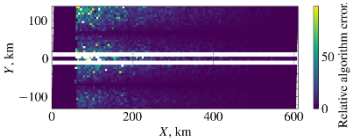


Рис. 4г

При несовпадении скорости ветра и направления с заданной при моделировании получается очень большая ошибка (белым цветом), как на рис. 4а, б (5 м/с, 0°). В случае правильно подобранных значений наблюдаем восстановление с малой ошибкой, как на рис. 4в, г (15 м/с, 0°).

В результате работы продемонстрирована возможность измерения сплочённости морского льда при малых углах падения. Для численного моделирования прямой и обратной задач был разработан программный комплекс. Проведено моделирование схемы измерений DPR для заданных условий волнения и льда разной сплочённости. В случаях отсутствия льда и большой его сплочённости ошибка алгоритма решения обратной задачи равна нулю, при этом в случае промежуточных значений ошибка растет по мере уменьшения сплочённости. Необходимо знать конкретные зависимости сечения обратного рассеяния от угла падения как для льда, так и для воды в конкретных условиях наблюдения.

[1] Караев В.Ю., Панфилова М.А., Митник Л.М., Рябкова М.С., Титченко Ю.А., Мешков Е.М. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2021. Т. 18, № 3. С. 229.
[2] Peureux, C., Longépé, N., Mouche, A., Tison, C., Tourain, C., Lachiver, J.-M., & Hauser D. // Earth and Space Science. 2022. Vol. 9, no. 6. https://doi.org/10.1029/2021EA002046.
[3] Panfilova M., Karaev V. // Recent Advances in Sea Ice Research Using Satellite Data. A special issue of Remote Sensing. 2024. https://doi.org/10.3390/rs16050859.
[4] GPM Data Utilization Handbook. First Edition, JAXA. 2014. 92 p.
[5] Karaev V., Ponur K., Panfilova M., Titchenko Y., Ryabkova M., Meshkov E. // In book: IGARSS 2022 – 2022 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. 17 July 2022. Kuala Lumpur, Malaysia, 2022. P. 3818. doi: 10.1109/IGARSS46834.2022.9883231.
[6] Титченко Ю.А., Караев В.Ю., Панфилова М.А., Понур К.А., Кузнецов Я.А., Мешков Е.М. // Russian Journal of Earth Sciences. 2025. Vol. 25, No. 3.
[7] Ryabkova M., Karaev V., Guo J., Titchenko Y.A. // Journal of Geophysical Research: Oceans. 2019. Vol. 124, no. 10. P. 7104.
[8] Басс Ф., Фукс И. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. – М: Наука, 1972, 424 с.

ОПТИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР В ТОЛСТОМ ФОТОПОЛИМЕРИЗУЮЩЕМСЯ СЛОЕ

С.Н. Мансов[1, 2], Ю.В. Полуштайцев[2]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИМХ РАН

Периодические рельефно-фазовые плоские структуры, морфология которых перпендикулярна поверхности, составляют основу целого ряда современных компонентов и устройств, находящих широкое применение в самых разных областях: от оптоэлектронных датчиков и структурированных световодов до биомедицинских микрореакторов, скаффолдов и элементов микрофлюидики. Отличительной чертой таких структур является то, что их толщина в десятки-сотни раз превышает период (или элементарный поперечный размер). В микроканальной оптике это соотношение может достигать тысяч. Поэтому традиционные способы создания тонкослойных структур – травление, прямая лазерная запись, послойный синтез – здесь неэффективны, впрочем, как и проекционные методы, в которых толщина структурирования материала ограничена глубиной резкости оптической системы. В данной работе численно и экспериментально исследована возможность создания периодической структуры в слое слабопоглощающей фотополимеризующейся среды, толщина которого значительно превышает глубину резкости используемой проекционной установки.

Формирование протяжённых полимерных треков

Использование прозрачных фотополимеризующихся композиций, в которых показатель преломления возрастает при модификации среды светом, позволяет создавать достаточно протяжённые отдельные полимерные треки. Неоднородная добавка к показателю преломления $\Delta n(x) = n(x) - n_M$ пропорциональна распределению массовой доли образующегося полимера $P(x)$ в соответствии с экспозиционной характеристикой фоточувствительной среды:

$$\Delta n'(x) = \Delta n(x)/\Delta n_{max} = 1 - exp\,\{-(H/H_0)^{\gamma}\}, \qquad (1)$$

где $\Delta n_{\max} = n_P - n_M$ – максимальное изменение показателя преломления среды при переходе от жидкого мономера (n_M) к твёрдому полимеру (n_P), которое может достигать нескольких процентов, $H(x,t) = \int_0^t I(x,t')dt'$ – экспозиция, H_0 и γ – параметры контраста.

Инициирование неоднородной полимеризации, формирующее профиль показателя преломления $\Delta n(r, z, H)$, изменяет и распределение воздействующего света $E(r, z, H)$, распространяющегося в среде, оказывая на него фокусирующее влияние:

$$2ik\frac{\partial E(r,z,H)}{\partial z} = \Delta E(r,z,H) + 2k\frac{\Delta n(r,z,H)}{n_M}E(r,z,H). \qquad (2)$$

Здесь $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны, $r = (x^2 + y^2)^{0.5}$ – поперечные координаты; $\Delta = \partial^2 / \partial r^2 + \partial / r\partial r$ – оператор Лапласа.

За счёт самофокусировки излучения в таких слабопоглощающих фоторефрактивных средах режимы устойчивого самоформирования волноведущего канала

реализуются на трассах, многократно превосходящих дифракционную длину $l_d = ka^2$ воздействующего лазерного пучка с входным гауссовым профилем интенсивности $I_G(r, 0) = I_0 \cdot \exp\{-r^2/a^2\}$, a – полуширина пучка при $z = 0$ (см. рис. 1). С помощью линзовой модели этого процесса было детально показано, что канал может формироваться вглубь полимеризующейся среды последовательно участками порядка $l_d/2$. При этом волноводное распространение света возможно и в случае одномерной задачи (когда нет зависимости от второй поперечной координаты y), если параметр $G = ka \cdot (2\,\Delta n_{\max}/n_M)^{0.5}$ существенно больше значения 2.4 (неодномодовый режим).

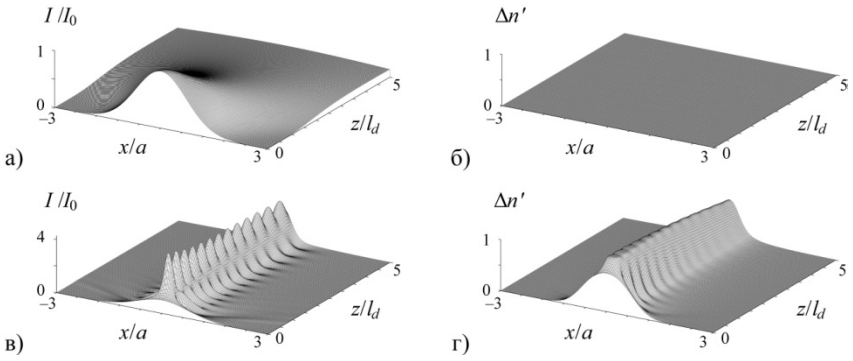


Рис. 1

Запись периодической структуры в толстом слое ФПК

Следствием дифракции в ближней зоне для направленного света, прошедшего сквозь маску с периодической функцией пропускания $T(x) = 0.5 \cdot [1 + \cos(2\pi \cdot x/d)]$, является саморепродукция – эффект Тальбота (см. рис. 2а). Он заключается в том, что в области перекрытия продифрагировавших волн на дистанциях от экрана, кратных $z_R = 2d^2/\lambda$, распределение интенсивности излучения за решёткой повторяет $T(x)$ с тем же периодом d, при этом на половине расстояния z_R контраст света инвертируется.

На одном периоде d распределение интенсивности света с хорошей точностью аппроксимируется гауссовым профилем $I_G(x, 0)$, полуширина которого связана с периодом: $a \approx d \cdot (2e^{-0.5} - 1)$. Соответственно, воздействуя периодическим световым распределением, можно создать упорядоченную структуру из параллельных треков, растущих вглубь слоя за счёт самоканализирования излучения (см. рис. 2б). Отличие от процесса роста уединённого волноведущего канала заключается в том, что локальная полимеризация начинается и происходит быстрее на всех участках, где интенсивность воздействия выше, а не только в области входа излучения в среду.

Так, если по достижении экспозиции H_0 не возникает волноводного распространения света вследствие недостаточного возрастания показателя преломления (при $G < 3$), то мономер будет модифицироваться и в окрестностях максимумов инвертированного распределения интенсивности, образуя промежуточные «островки» из полимера. При бо́льших значениях параметра G (порядка 10) стремительный рост каналов замедляет развитие этого побочного процесса, поскольку излучение в значительной степени

концентрируется в треке. Однако если самоканализирование света наступает при слишком малых конверсиях (т.е. при экспозиции существенно меньше H_0), когда полимерная сетка ещё не набрала механической прочности, каналы получаются тонкими и формируются неустойчиво (при $G > 20$).

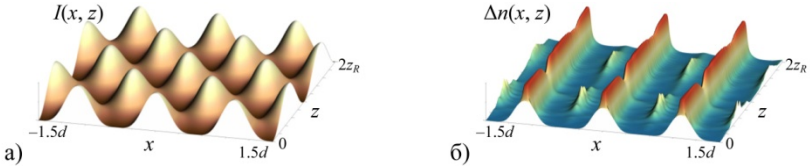


Рис. 2

Для немонохроматического света распределения интенсивности и получаемые профили показателя преломления на рассмотренных трассах будут чуть более плавными.

Эксперимент

Была использована композиция на основе олиго(карбонатдиметакрилата) ОКМ-2 с хинонным фотоинициирующим комплексом, позволяющая видимым светом осуществлять неоднородную полимеризацию в объёме и реализовывать нелинейные волновые процессы на достаточно протяжённых трассах. Слой ФПК (*3*) создавался между двух горизонтально расположенных силикатных стёкол (*1*) и (*2*), разделённых прокладками (толщиной 1.2 мм). Пространственное распределение интенсивности света в слое ФПК формировалось с помощью установки (см. рис. 3) на основе DLP-проектора (*4*), оснащённого оптической уменьшающей схемой (*5*), (*6*) и зеркалом (*7*). Проекционная установка была настроена на получение изображения с размером пикселя 5 мкм и глубиной резкости около 80 мкм. Оно было сфокусировано сквозь покровное стекло (*1*) на ближнюю по отношению к проектору поверхность слоя ФПК. С помощью цифровой камеры микроскопа (*8*), распложенного позади реактора с композицией, осуществлялся контроль настройки резкости оптической системы перед началом экспонирования, а также регистрировалось изменяющееся в ходе формирования треков распределение интенсивности света на поверхности слоя ФПК, дальней от проектора.

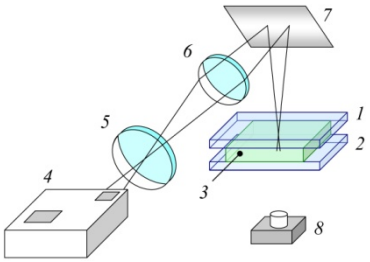


Рис. 3

До начала полимеризации формирующий изображение свет, прошедший сквозь пока однородную среду, существенно дефокусирован и характеризуется почти равномерным распределением интенсивности (см. рис. 4а). Однако с ростом экспозиции текстура рисунка постепенно начинает прорисовываться и на дальней от проектора поверхности слоя ФПК (см. рис. 4б), т.е. вне глубины резкости оптической системы. На примере проецирования текстуры в виде полос или точек разного цвета на поверхность созданной решётки можно увидеть, что излучение сконцентрировано и распространяется в полимерных каналах без

перемешивания – с противоположной стороны слоя наблюдается свечение соответствующим цветом из торцов созданных световодов (см. рис. 4в).

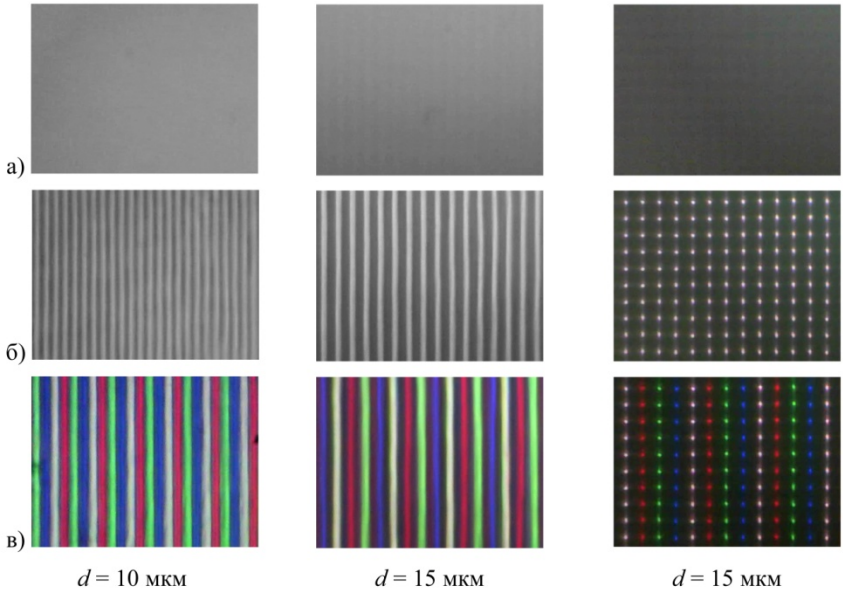


Рис. 4

Иными словами, такая структура, записанная в толстом полимеризующемся слое, может выполнять функции микроканальной пластины (оптической планшайбы) для согласования элементов, имеющих не плоскую поверхность. С учётом того, что самоканализирование излучения в ФПК реализуется в устойчивом режиме на протяжённых трассах, кривизна поверхности согласуемых интерфейсов может достигать нескольких миллиметров.

Выводы

Таким образом, в слабопоглощающих фотополимеризующихся композициях самоканализирование излучения реализуется не только для уединённых лазерных пучков, но и для периодических распределений интенсивности некогерентного света. Это позволяет проекционным способом создавать в слое ФПК полимерные структуры, толщина которых превышает глубину резкости используемой стандартной оптической системы. Рассмотренный подход к формированию протяжённых периодических треков может расширить технические возможности существующих DLP-систем 3D-печати и улучшить оперативность изготовления изделия за счёт увеличения толщины слоёв, а также путём формирования толстых микроструктурированных слоёв.

СТИМУЛИРОВАННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ И ЛАЗЕРНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ ДИАПАЗОНА 10–14 МКМ В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С КЯ HgCdTe/CdHgTe

Я.Н. Паулкина[1)], В.В. Уточкин[2)], М.А. Фадеев[2)], А.А. Разова[2)], А.А. Янцер[2)], К.А. Мажукина[2)], В.В. Румянцев[2)], С.В. Морозов[2)], Д.В. Шенгуров[2)], Н.Н. Михайлов[3)], В.Р. Барышев[4)], Н.С. Гинзбург[4)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИФМ РАН
[3)] ИФП СО РАН
[4)] ИПФ РАН

Введение

Данная работа посвящена исследованию стимулированного излучения и лазерной генерации в среднем инфракрасном диапазоне (в частности – в окне прозрачности атмосферы 10–14 мкм) в гетероструктурах с квантовыми ямами (КЯ) HgCdTe/CdHgTe. Актуальность исследования обусловлена потребностью в компактных источниках когерентного излучения среднего ИК-диапазона для прикладных задач, таких как спектроскопия газовых смесей и экологический мониторинг. В среднем ИК-диапазоне к настоящему моменту продемонстрирована лазерная генерация в квантово-каскадных лазерах, в том числе в непрерывном режиме с мощностями до единиц Вт. Несмотря на успехи каскадных лазеров, их производство остается сложным из-за необходимости точного роста сверхрешёток из сотен КЯ, что препятствует их широкому распространению.

В качестве альтернативы рассматриваются межзонные полупроводниковые лазеры на основе узкозонных материалов, таких как HgCdTe, которые обладают более простым дизайном активной области. Однако ключевой проблемой для длинноволновой генерации является безызлучательная оже-рекомбинация, интенсивность которой возрастает с уменьшением ширины запрещенной зоны, в противоположность излучательной рекомбинации, вероятность которой спадает вслед за шириной запрещенной зоны (Eg). Стоит отметить, что оже-рекомбинация является пороговым процессом: носителям, участвующим в ней, необходимо обладать некоторым суммарным значением кинетической энергии для выполнения законов сохранения. Квазигиперболические законы дисперсии носителей вблизи Г-точки, характерные для КЯ на основе HgCdTe с толщиной, близкой к критической (при которой законы дисперсии становятся линейными, как в графене), существенно повышают энергетический порог E_{th} оже-процессов. Таким образом, в КЯ на основе HgCdTe можно добиться доминирования излучательной рекомбинации над оже-процессами и достичь инверсии населённостей, что делает их перспективным кандидатом для реализации межзонных лазеров ИК-диапазона.

В работе исследования велись в двух направлениях: оптимизация активной среды (КЯ) для генерации излучения в непрерывном режиме и поиск методики формирования в HgCdTe-структурах лазерных резонаторов с высокой добротностью.

Методика эксперимента и исследованные образцы

Исследованная структура была выращена методом молекулярно-пучковой эпитаксии на полуизолирующей GaAs (013) подложке с буферами из ZnTe (~50 нм) и CdTe

(~10 мкм) с *in situ* эллипсометрическим контролем состава и толщины слоев. *Ex situ* характеризация структур проводилась при помощи экспресс-методики на основе спектроскопии фотолюминесценции (ФЛ).

Были выращены три волноводные структуры на основе твёрдых растворов HgCdTe (см. табл.). Две из этих структур (с номерами 1 и 2) были разработаны для генерации стимулированного излучения с близкими длинами волн, приблизительно 10 мкм, но отличались по содержанию кадмия в квантовых ямах (0% против ~11%). Третья структура (3) была спроектирована для генерации на большей длине волны, около 14 мкм.

Табл.

№ Структуры	**Толщина ямы, нм**	**Содержание Cd в барьерах x_{bar}**	**Содержание Cd в ямах x_{QW}**
1	3.2	0.57	0
2	6.1	0.63	0.108
3	7.4	0.66	0.105

Для анализа ФЛ и стимулированного излучения (СИ) структур использовалась фурье-спектроскопия. Образец устанавливался на холодный палец оптического гелиевого криостата замкнутого цикла (Advanced Research Systems DE-202, T = 8–300 K). Оптическое возбуждение структур обеспечивалось непрерывным титан-сапфировым лазером (730–900 нм), импульсным параметрическим генератором света ближнего ИК-диапазона (1.94–2.36 мкм) и импульсным CO_2-лазером Infralight-100 (10.6 мкм). Интенсивность оптического возбуждения варьировалась при помощи набора оптических аттенюаторов из стекла или тефлона. Пятно лазера возбуждения полностью покрывало образец, при этом геометрия эксперимента оптимизировалась для сбора излучения, распространяющегося вдоль плоскости КЯ. Излучение от образца заводилось при помощи эллиптического зеркала в ИК фурье-спектрометр Bruker Vertex 80v, работавший в режиме пошагового сканирования. Методика пошагового сканирования позволила регистрировать временную эволюцию спектров стимулированного излучения с высоким временным разрешением, а модуляционная методика — подавлять фоновое тепловое излучение при спектроскопии фотолюминесценции.

Результаты и обсуждение

Для генерации стимулированного излучения в непрерывном режиме необходимы два условия: исследуемые структуры должны обеспечивать достаточный коэффициент усиления при работе выше порога генерации, и время жизни носителей заряда в них должно быть достаточно продолжительным для достижения устойчивой инверсии населенностей при стационарном возбуждении. На рис. 1 показаны спектры структуры 2 при 8 К и накачке непрерывным лазером на длине волны 900 нм. При низкой интенсивности возбуждения наблюдалась спонтанная ФЛ с полной шириной линии на половине высоты (FWHM) спектра 4–5 мэВ. Однако уже при интенсивности накачки 2 Вт/см^2 в структуре наблюдалось стимулированное излучение. Возникновение СИ подтверждалось по сверхлинейному росту сигнала с увеличением возбуждения и резкому обужению спектра с 4 до 0.37 мэВ (что меньше теоретического предела FWHM для ФЛ двумерного газа при 8 К – 0.5 мэВ).

При этом в структурах без кадмия в ямах (образец 1) генерация в непрерывном режиме отсутствовала из-за сильного неоднородного уширения спектра усиления [1]. Экспериментально установлено, что использование широких КЯ с содержанием кадмия ~11% снижало неоднородное уширение спектров из-за меньшей чувствительности Eg к флуктуациям толщины ям. Например, изменение толщины на один монослой (0.6 нм) в широкой яме (6.1 нм) вызывало изменение запрещенной зоны на ±17 мэВ, тогда как в узкой яме (3.2 нм) – на ±51 мэВ.

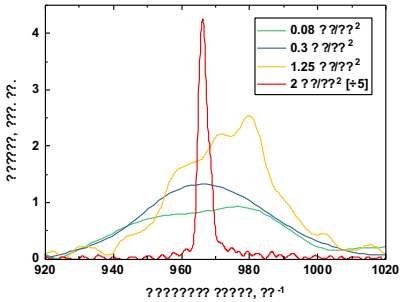


Рис.1

Вторым важным вопросом, исследованным в работе, являлось исследование альтернативных подходов к формированию резонатора в HgCdTe-лазерах. Достигнутый в ростовой технологии молекулярно-пучковой эпитаксии (МПЭ) прогресс позволил выращивать структуры на основе HgCdTe с экстремально узкими квантовыми ямами высокого оптического качества на альтернативных GaAs и Si подложках. Но в то же время рост на альтернативных подложках структур с толстыми буферными и волноводными слоями требует высоких скоростей роста, т.е. роста на подложках вицинальных ориентаций (211) или (013). Такие ориентации, хоть и обеспечивают относительно быстрый рост толстых структур, приводят к невозможности формирования резонатора Фабри–Перо в структуре простым выкалыванием, поскольку получающиеся грани не являются плоскопараллельными. Таким образом, для реализации HgCdTe-лазеров важной проблемой является изготовление резонатора типа Фабри–Перо или на модах шепчущей галереи.

В данной работе исследовался резонатор, сформированный одномерной диэлектрической брэгговской решёткой с периодом 7.5 мкм, изготовленной на поверхности структуры 170127 методом ионного травления. Латеральные размеры решётки составляли 10×2 мм^2, образец был окружён двухмиллиметровой «рамкой» из стравленного на глубину решётки волноведущего слоя структуры. Наблюдалась узкополосная генерация с FWHM < 0.15 см$^{-1}$ (4.5 ГГц) на длине волны ~13.5 мкм при температуре 8 К (см. рис. 2). При этом на рис. 3 изображена температурная эволюция спектра излучения лазера с распределённой обратной связью (РОС). В отличие от типичного HgCdTe-лазера с квантовыми ямами и полосковым или микродисковым резонатором, для РОС-лазера отсутствует какая-либо динамика положения линии. Параметры решётки задают очень узкий диапазон, в котором возможна работа РОС — на уровне одной тысячной от частоты излучения, т.е. менее одного обратного сантиметра.

Поэтому уже при повышении температуры до 20 К интенсивность излучения снижалась до нуля из-за сдвига спектра усиления (характерная скорость температурного сдвига ~2 см$^{-1}$К$^{-1}$), что выводило его за пределы резонанса брэгговской решётки [2]. Это ограничение указывает на необходимость разработки решеток с адаптивными параметрами или использования альтернативных подходов, таких как металлические брэгговские решётки, для расширения температурного диапазона.

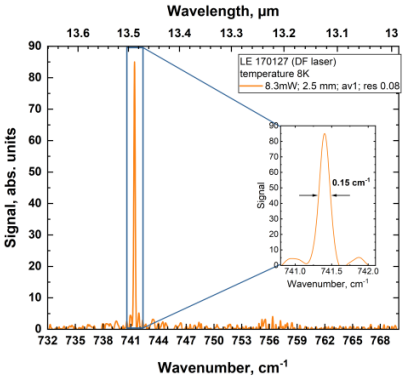


Рис. 2

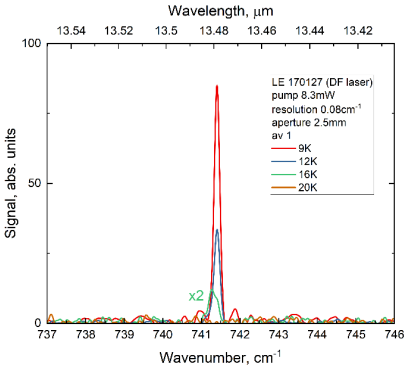


Рис. 3

Заключение

В данной работе было продемонстрировано стимулированное излучение в гетероструктурах HgCdTe в непрерывном режиме в диапазоне длин волн 10–14 мкм при оптической накачке. Установлено, что использование широких квантовых ям с ненулевым содержанием кадмия (~10%) позволяет снизить неоднородное уширение спектра усиления, вызванное флуктуациями толщины ям, и приводит к снижению пороговой интенсивности генерации, обеспечивая реализацию непрерывного режима генерации.

В работе продемонстрирован РОС-лазер на основе HgCdTe с выводом излучения под углом к поверхности. В РОС-лазере получена узкополосная генерация (<4.5 ГГц) на длине волны ~13.5 мкм при криогенных температурах. Таким образом, проведённые исследования подтвердили перспективность гетероструктур с КЯ HgCdTe/CdHgTe для создания компактных лазеров среднего ИК-диапазона. Планируется дальнейшая оптимизация параметров квантовых ям и разработка новых конструкций резонаторов для повышения рабочих температур и уменьшения порогов генерации.

[1] Morozov S.V., Rumyantsev V.V., Fadeev M.A., et al. // Applied Physics Letters. 2017. Vol. 111, no. 19. P. 192101.
[2] Morozov S.V., Rumyantsev V.V., Kadykov A.M. // Applied Physics Letters. 2016. Vol. 108, no. 9. P. 092104.

СТИМУЛИРОВАННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПРИ НЕПРЕРЫВНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКЕ И ЛАЗЕРНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ HGCDTE/CDHGTE В ОБЛАСТИ ДЛИН ВОЛН 20–25 МКМ

А.А. Разова[1, 2], В.В. Румянцев[1, 2], А.А. Дубинов[1, 2], Н.Н. Михайлов[3], Д.В. Шенгуров[1], С.В. Морозов[1, 2]

[1] ИФМ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[3] ИФП СО РАН

Введение

Гетероструктуры с квантовыми ямами (КЯ) на основе HgCdTe являются перспективным материалом для межзонных лазеров среднего инфракрасного диапазона благодаря вариабельности от параметров структуры ширины запрещенной зоны от 2 до 60 мкм. Диапазон длин волн 25–60 мкм наиболее интересен из-за отсутствия в этой области спектра как таковых источников излучения, в том числе квантовых каскадных лазеров (ККЛ). Совсем недавно в гетероструктурах с HgCdTe КЯ было продемонстрировано стимулированное излучение (СИ) на длине волны 31 мкм, недоступной ККЛ [1]. Однако данное длинноволновое СИ было получено при импульсной оптической накачке и являлось однопроходовым усиленным излучением. В данной работе демонстрируется СИ структур с КЯ HgCdTe/CdHgTe на длине волны 24 мкм при непрерывной оптической накачке и лазерное излучение (ЛИ) микродисковых резонаторов на основе данных гетероструктур в области длин волн 20–25 мкм, что является рекордным значением для данных структур. Также обсуждаются факторы, ограничивающие возможность генерации СИ при непрерывной оптической накачке.

Объект и методы исследования

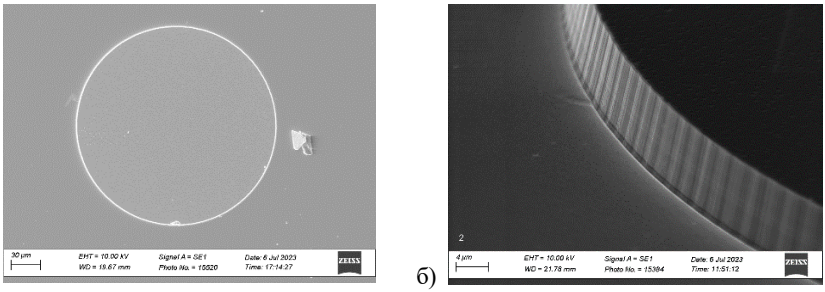
Все исследуемые структуры были выращены методом молекулярно-лучевой эпитаксии в Новосибирске в ИФП СО РАН в направлении роста (013) [2]. В таблице приведены параметры структур: D – толщина буферного слоя CdTe, y – концентрация кадмия в барьере, x – концентрация кадмия в квантовой яме, d – толщина квантовой ямы, $P_{пор}$ – пороговая плотность мощности оптической накачки, $\tau_{экс}$ – эффективное время жизни носителей, $\tau_{изл}$ – расчетное время жизни носителей при излучательной рекомбинации, образец: A – нелегированная GaAs-подложка с 10 мкм CdTe-буфером, B – нелегированная GaAs-подложка с 15 мкм CdTe-буфером, N – легированная до концентрации носителей 10^{18} см$^{-3}$ GaAs-подложка с 10 мкм CdTe-буфером; цифра – длина волны стимулированного излучения при 8 К.

Табл.

Образец	*y, %*	*x, %*	*d*, нм	$P_{пор}$, Вт/см^2	$\tau_{экс}$, нс	$\tau_{изл}$, нс
A22	69	6.7	6.8	12	5	45
B24	65	7.7	7.8	2	30	35
N21	62	2.8	5.2	8	8	70

Микродисковые резонаторы на основе гетероструктур с HgCdTe КЯ диаметром 200 мкм формировались с помощью ионного травления и фотолитографии.

Полученные с помощью растрового электронного микроскопа снимки микродиска приведены на рисунке 1: а – вид сверху, б – вид сбоку. В качестве маски использовался алюминий. Высота микродисков составляла 3.4–4.1 мкм.



а) б)

Рис. 1

Спектры ЛИ и СИ были получены с помощью фурье-спектрометра Bruker Vertex 80v. Образец устанавливался на холодный палец гелиевого криостата так, что излучение выходило под углом 2–5 градусов к выходному окну. Далее излучение собиралось с помощью эллиптического зеркала, оптически сопряженного с криостатом и одним из входов спектрометра. В качестве накачки использовался CO_2-лазер, работающий на длине волны 10.6 мкм (длительность лазерного импульса изменялась от 10 мс до 20 мкс, что соответствует квазинепрерывному режиму). В качестве детектора использовался HgCdTe-приемник Kolmar Technologies D317.

Результаты

На рисунке 2 приведены зависимости отношения потерь α к фактору оптического ограничения Γ от длины волны (ширины запрещенной зоны) для структур с дизайнами A (красная сплошная линия), B (зеленая штрих-пунктирная линия), N (синяя пунктирная линия) и указаны звездами точные значения α/Γ трех исследуемых структур. Видно, что в структуре A-типа модовые потери на порядок больше, чем в структурах B- и N-типа, что связано с утеканием моды в подложку [1]. Уменьшение модовых потерь приводит к уменьшению пороговой плотности мощности накачки, необходимой для получения СИ (табл.). Однако этого недостаточно для повышения максимальной температуры наблюдения СИ и получения генерации при непрерывной оптической накачке. Также необходимо подавить ограничивающую усиление оже-рекомбинацию с участием двух электронов и дырки. Для этого параметры исследуемых структур были оптимизированы со стороны значения пороговой энергии оже-рекомбинации, а накачка структур имела длину волны, близкую к ширине запрещенной зоны, что позволяло избежать разогрева носителей, который также приводит к «включению» оже-процесса при генерации СИ.

В результате при непрерывной оптической накачке спектры СИ были получены только в структуре B24. При этом максимальная температура составила 19 К. На рисунке 3 приведены спектры СИ структуры B24 при разной температуре, на которых видно, что при 20 К спектр уширяется из-за гашения СИ и наблюдается фотолюминесценция.

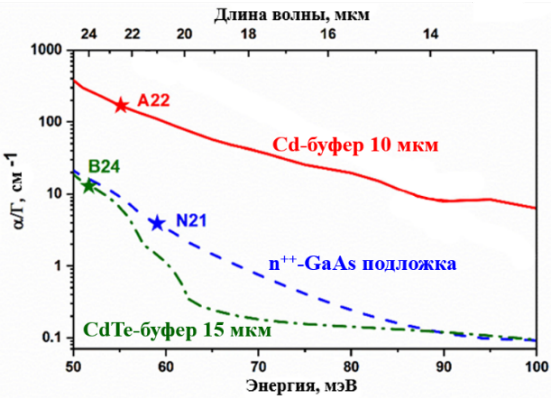


Рис. 2

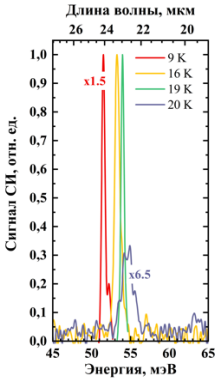


Рис. 3

При этом пороговая плотность мощности накачки оказывается меньше для структуры B24, чем для структуры N21, где пороговая энергия оже-рекомбинации больше, а модовые потери меньше (табл., рис. 2). Используя экспериментальные данные, рассчитаем эффективное время жизни носителей при условии, что время жизни носителей меньше, чем время действия импульса, тогда из уравнения динамики носителей следует, что

$$\tau_{\text{экс}} = \frac{n_{\text{пор}} \cdot h \cdot c}{\alpha \cdot \text{P}_{\text{пор}} \cdot \lambda},$$

где h – постоянная Планка, c – скорость света, α – коэффициент поглощения, равный 0.005, λ – длина волны накачки 10.6 мкм, $P_{пор}$ – пороговая плотность мощности накачки, $n_{пор}$ – пороговая концентрация носителей [3]. Сравнивая эффективное время жизни носителей с временем жизни носителей при излучательной рекомбинации (табл.), видим, что только для структуры B24 теоретическое и экспериментальное значения времен совпадают, в то время как для двух других исследуемых структур полученные из экспериментальных данных времена жизни носителей оказываются меньше. Такое уменьшение времени жизни можно объяснить различной скоростью безызлучательной рекомбинации Шокли–Рида–Холла из-за различной концентрации остаточных дефектов, играющих роль центров рекомбинации [4].

На основе структуры с КЯ HgCdTe/CdHgTe с легированной GaAs-подложкой методом ионного травления и литографии также были сформированы микродисковые резонаторы. Спектры ЛИ микродиска при разных температурах представлены на рисунке 4. На спектрах видны моды шепчущей галереи, спектральная ширина линий которых составляет 0.1–0.5 мэВ, что на порядок ниже, чем ширина линии СИ.

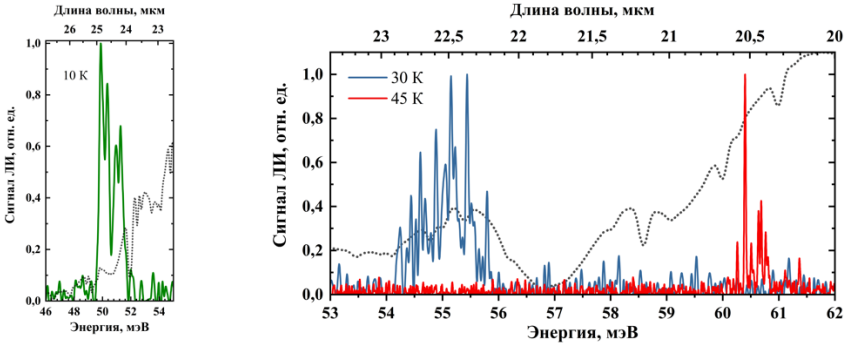


Рис. 4

Таким образом, в работе представлены спектры стимулированного излучения гетероструктуры с квантовыми ямами HgCdTe/HgCdTe, выращенной на легированной n^+-GaAs подложке с концентрацией носителей 10^{18} $см^{-3}$, при непрерывной оптической накачке с плотностью мощности 2 $Вт/см^2$. Показано, что ввиду отсутствия корреляции порогов возникновения СИ с величиной модовых потерь наблюдаемый разброс пороговых значений интенсивности накачки связывается с различной скоростью рекомбинации Шокли–Рида–Холла в рамках исследованной серии структур из-за различной концентрации остаточных дефектов, играющих роль центров рекомбинации. Также в работе впервые продемонстрировано лазерное излучение микродисковых резонаторов на основе структур с HgCdTe КЯ в диапазоне длин вол 20–25 мкм при криогенных температурах. Это показывает возможности создания полноценных межзонных лазеров на основе исследуемых структур, работающих в области терагерцовой «дыры» (25–60 мкм) при различной оптической накачке.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (грант FSWR-2020-0035).

[1] Rumyantsev V.V., Dubinov A.A., Utochkin V.V., Fadeev M.A., Aleshkin V.Ya., Razova A.A., Mikhailov N.N., Dvoretsky S.A., Gavrilenko V.I., Morozov S.V. // Applied Physics Letters. 2022. Vol. 121, no. 18. P. 182103.
[2] Dvoretsky S., Mikhailov N., Sidorov Yu., Shvets V., Danilov S., Wittman B., Ganichev S. // Journal of Electronic Materials. 2010. Vol. 39, no. 7. P. 918.
[3] Абакумов В.Н., Перель В.И., Яссиевич И.Н. Безызлучательная рекомбинация в полупроводниках. – СПб: Изд-во ПИЯФ, 1997. С. 376.
[4] Rumyantsev V.V., Mazhukina K.A., Utochkin V.V., Kudryavtsev K.E., Aleshkin V.Ya., Razova A.A., Kuritsin D.I., Fadeev M.A., Antonov A.V., Mikhailov N.N., Dvoretsky S.A., Gavrilenko V.I., Teppe F., Morozov S.V. // Applied Physics Letters. 2024. Vol. 124, no. 16. P. 161111.

РОЛЬ ИНДУЦИРОВАННОГО ДИПОЛЯ В ПОГЛОЩЕНИИ СМЕСИ МОЛЕКУЛ CO И AR В ДАЛЬНЕМ ИК-ДИАПАЗОНЕ

А.Ю. Секачева[1)], А.А. Финенко[2)], Д.Н. Чистиков[2)], А.А. Вигасин[2)], Т.А. Галанина[1)], А.О. Королева[1)], М.А. Кошелев[1)], М.Ю. Третьяков[1)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] ИФА им. А.М. Обухова РАН

В последние годы достигнут значительный прогресс в теоретическом описании спектров поглощения молекул, не имеющих собственного дипольного момента. Среди теоретических подходов к моделированию индуцированных спектров выделяется метод классических траекторий, основанный на анализе динамики слабосвязанных систем в рамках классической механики [1]. Данный метод демонстрирует хорошее согласие с экспериментальными данными [2, 3]. Особый интерес представляет применение данного метода к дипольным системам, поскольку их поглощение формируется как за счёт резонансного вклада постоянного дипольного момента, так и благодаря столкновительно-индуцированному вкладу наведённого диполя. Очевидно, что поглощение в области дальних крыльев резонансных линий мономеров обусловлено эффектами межмолекулярного взаимодействия, для учета которых ударного приближения недостаточно. Вместе с тем детальная роль межмолекулярных пар, ответственных за возникновение индуцированного диполя, в формировании этих крыльев остаётся невыясненной.

Настоящая работа посвящена траекторному моделированию компоненты поглощения, обусловленной наведенным диполем, в системе CO-Ar, в которой линейная молекула обладает собственным дипольным моментом. Влияние взаимодействия между постоянным и наведенным диполями на спектральные характеристики будет рассмотрено на следующей стадии нашего исследования.

Применение метода классических траекторий для моделирования спектров столкновительно-индуцированного поглощения включает в себя три этапа. Первый этап предполагает построение гладких аппроксимаций поверхностей потенциальной энергии (ППЭ) и индуцированного дипольного момента (ПИДМ). Благодаря относительной вычислительной простоте траекторного подхода в отличие, например, от метода молекулярной динамики, становится возможным использование поверхностей, полученных с помощью ab initio методов квантовой химии. В частности, ППЭ и ПИДМ системы CO-Ar были рассчитаны с использованием метода связанных кластеров CCSD(T) в работах [4,5]. Точность используемой ППЭ подтверждается хорошим согласием рассчитанных с ее помощью величин второго вириального коэффициента с экспериментально измеренными значениями.

На втором этапе осуществляется построение ансамбля траекторий столкновения молекул, характеризующихся распределением начальных условий, соответствующим распределению Больцмана $\rho(\boldsymbol{p},\boldsymbol{q};T) \propto exp\,(-\frac{H(\boldsymbol{q},\boldsymbol{p})}{k_B T})$. Для описания временной динамики столкновения используются уравнения движения в форме Гамильтона. Для пары CO-Ar система уравнений движения в сферической системе координат принимает следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{R} = \dfrac{p_R}{M} \\ \dot{\Theta} = \dfrac{p_\Theta}{\mu_3 R^2} \\ \dot{\Phi} = \dfrac{p_\Phi}{\mu_3 R^2 \sin^2\Theta} \\ \dot{\theta_1^t} = \dfrac{p_\Theta}{\mu_2 l^2} \\ \dot{\varphi_1^t} = \dfrac{p_{\varphi_1^t}}{\mu_2 l^2 \sin^2\theta_1^t} \\ \dot{p_R} = \dfrac{p_\Theta^2}{\mu_3 R^3} + \dfrac{p_\Phi^2}{\mu_3 R^3 \sin^2\Theta} - \dfrac{\partial U}{\partial R} \\ \dot{p_\Theta} = \dfrac{p_\Theta^2 \cos\Theta}{\mu_3 R^2 \sin^3\Theta} - \dfrac{\partial U}{\partial \Theta} \\ \dot{p_\Phi} = -\dfrac{\partial U}{\partial \Phi} \\ \dot{p_{\theta_1^t}} = \dfrac{p_{\varphi_1^t}^2 \cos\theta_1^t}{\mu_2 l^2 \sin^3\theta_1^t} - \dfrac{\partial U}{\partial \theta_1^t} \\ \dot{p_{\varphi_1^t}} = -\dfrac{\partial U}{\partial \varphi_1^t}. \end{cases} \quad (1)$$

Для нахождения траекторий столкновения необходимо численно проинтегрировать систему уравнений (1). Для этого использовалась процедура CVODE из пакета для решения дифференциальных уравнений SUNDIALS [6]. Использовался вариант процедуры, реализующий BDF-формулы переменного порядка. Для решения нелинейных уравнений, возникающих в результате применения BDF-формул, применялся стандартный метод Ньютона. Вычисления производились с двойной точностью со значением параметра, определяющего относительную ошибку решения, равным 10^{-15}.

Третий этап метода траекторных расчетов – это получение коэффициента поглощения $\alpha(\nu)$, который может быть записан в следующем виде:

$$\alpha(\nu) = \frac{(2\pi)^4 N_L^2}{3h} \nu \left[1 - exp\left(-\frac{hc\nu}{k_B T}\right)\right] J(\nu), \quad (2)$$

где N_L – число Лошмидта, ν – частота, $J(\nu)$ – спектральная функция, которая может быть получена как Фурье-образ функции автокорреляции суммарного дипольного момента $\boldsymbol{\mu}$ системы, вычисленной вдоль траектории столкновения:

$$\mathrm{C}(t) = \frac{V}{4\pi\varepsilon_0} \langle \boldsymbol{\mu}(\mathbf{0}) \cdot \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{t}) \rangle. \quad (3)$$

Результаты расчета коэффициента поглощения, связанного с индуцированным диполем в системе CO-Ar, приведены на рис. 1.

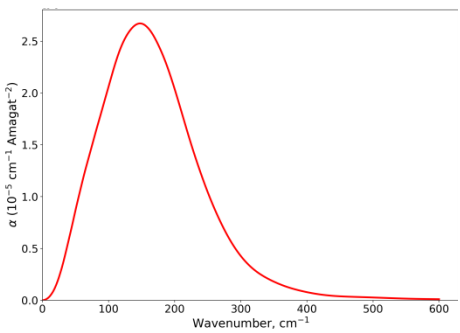


Рис. 1

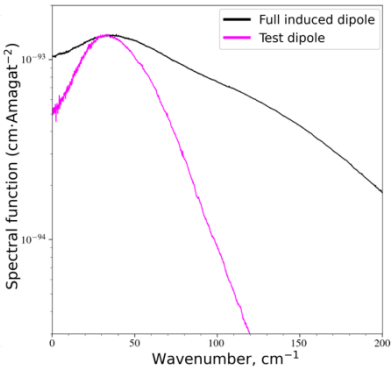


Рис. 2

Полученный спектр поглощения по своей форме аналогичен спектрам индуцированного поглощения для неполярных молекулярных систем. Вместе с тем, нормированная на квадрат частоты спектральная функция демонстрирует особенность вблизи 40 см$^{-1}$, отсутствующую в случае бездипольных молекул (рис. 2). Как правило, для аппроксимации поверхности индуцированного диполя используют разложение по сферическим функциям. В симметричных неполярных системах молекул присутствуют только четные члены разложения, однако для несимметричной молекулы CO в разложении будут присутствовать как четные, так и нечетные слагаемые. Расчеты показали, что «четная» и «нечетная» компоненты диполя проявляются на разных частотах. Использование тестового диполя вида $\mu = \frac{sin\theta}{R^3}$ подтвердило (рис. 2, розовая кривая), что «нечетная» часть формирует спектр с пиком в R-полосе, а четная – во вращательной S-полосе, что соответствует системе с симметричной линейной молекулой.

На рис. 3 представлено сравнение экспериментальных и расчётных значений коэффициента поглощения для смеси CO-Ar. Точками представлены экспериментальные значения, полученные в работе [7] в смеси газов при высоких давлениях. Пунктирные линии показывают результат разложения экспериментального спектра на два пика с использованием формы линии K2 [8]:

$$\alpha = \frac{4\pi^2}{3\hbar c}\omega\left[1 - exp\left(-\frac{\hbar\omega}{k_B T}\right)\right]\sum_n \Gamma_n G_n(\omega, T),$$
$$G(\omega, T) = \frac{2}{3\pi\eta}\frac{1}{1 + exp\left(-\frac{\hbar\omega}{k_B T}\right)}\left(\frac{\omega}{\eta}\right)^2 K_2\left(\frac{\omega}{\eta}\right), \quad (4)$$

где K_2 – это модифицированная функция Бесселя 2-го порядка. Спектр, полученный в результате траекторного расчета и представленный розовой кривой, демонстрирует качественное согласие со вторым пиком, имеющим максимум примерно при 100–110 см$^{-1}$.

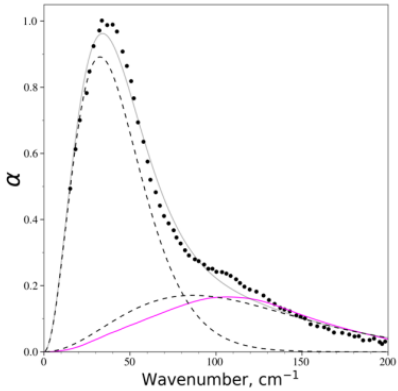


Рис. 3

Методом классических траекторий проведен расчет спектрального вклада, обусловленного автокорреляцией индуцированного диполя в системе CO-Ar. Было показано качественное согласие рассчитанного спектра с одной из компонент экспериментально измеренного спектра смеси CO-Ar при высоких давлениях. Этот результат открывает перспективы для дальнейшего анализа детальной структуры спектра поглощения полярных молекул, возмущенных партнерами по столкновениям. Выяснение природы формирования столкновительно-уширенных спектров – необходимый этап развития теории континуального поглощения, который в конечном итоге должен позволить уточнить модели радиометрического мониторинга и спутниковой связи.

Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ (проект FFUF-2024-0016).

[1] Chistikov D.N. et al. // J. Chem. Phys. 2019. Vol. 151. P. 194106.
[2] Galanina T.A. et al. // Phys. Chem. Chem. Phys. 2024. Vol. 26. P. 15032.
[3] Serov E.A. et al. // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2024. Vol. 328. P. 109172.
[4] Pederson T.B. et al. // Journal of chemical physics. 2002. Vol. 117, no. 14.
[5] Rizzo A. et al. // Molecular Physics. 2008. Vol. 106, No. 07. P. 881.
[6] Hindmarsh A. C., Brown P. N., Grant K. E. et al. // ACM Transactions on Mathematical Software. 2005. Vol. 31, no. 3. P. 363.
[7] Buontempo U., Cunsolo S., Jacucci G. // The Journal of Chemical Physics. 1973. Vol. 59. P. 3750.
[8] Hunt J.L., Poll J.D. // Can. J. Phys. 1978. Vol. 56. P. 950.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРОВ И ПРОДУКТОВ ТЕРМОЛИЗА МОЧИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РЕЖИМА ПИТАНИЯ МЕТОДАМИ ТГЦ СПЕКТРОСКОПИИ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Е.В. Виноградова[1)], В.Л. Вакс[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИФМ РАН

Введение

Потребности современной промышленности в обнаружении микропримесей высокочистых веществ, а также необходимость разработки методов неинвазивной диагностики в медицине и создания приборов непрерывного мониторинга атмосферы для экологических исследований и с целью обнаружения опасных веществ, уже несколько десятилетий остаются актуальными задачами в области спектроскопии. Для решения большинства этих задач требуются высокие чувствительность и разрешающая способность, реализуемые одновременно. Одной из актуальных задач является выявление зависимости химического состава метаболитов от режима питания**.**

Хорошие перспективы решения проблемы имеет спектроскопия ТГц-диапазона, т.к. ТГц-излучение не является ионизирующим, что позволяет использовать его в работе с биологическими тканями и жидкостями. В этом диапазоне лежат высокоинтенсивные линии поглощения многих веществ, наиболее важных для решения указанных ранее задач.

Экспериментальная установка

Работа была выполнена на ТГц-спектрометре с быстрым свипированием по частоте, схема которого представлена на рис. 1. Спектрометр предназначен для регистрации спектра поглощения многокомпонентной газовой смеси во всём рабочем диапазоне спектрометра (115– 170 ГГц) [1].

Время регистрации составляет порядка нескольких секунд, что позволяет детектировать исходные, промежуточные и конечные продукты быстропротекающих химических реакций. В качестве источника воздействующего на газ излучения используется лампа обратной волны (ЛОВ) двухмиллиметрового диапазона длин волн. Питание ЛОВ осуществляется при помощи высоковольтного (0,3– 1,6 кВ) источника напряжения, ЛОВ работает в петле фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для обеспечения требований спектроскопии высокого разрешения, где задающим частоту является генератор линейно частотно модулированного сигнала (ЛЧМ). Приёмная часть спектрометра включает в себя детекторный модуль и цифровой приёмный блок. Детекторный модуль содержит детекторную головку с диодом Шоттки. Управление и контроль основных узлов спектрометра, а также обработку спектроскопических сигналов осуществляет встроенный компьютерный модуль. Обмен данными между компьютером и узлами спектрометра производится по ISA-шине через соответствующие контроллеры. Использование субТГц- и ТГц-спектроскопии на основе эффекта быстрого прохождения частоты излучения через линию молекулярного резонанса позволяет получить высокую чувствительность и широкую спектроскопическую информацию при

аналитических исследованиях многокомпонентных газовых смесей, спектральных исследованиях в молекулярных пучках, исследованиях быстропротекающих процессов [2].

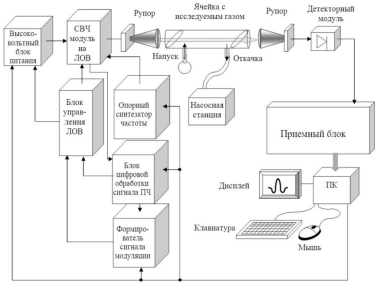


Рис. 1

Разработанный и реализованный в ИФМ РАН спектрометр с быстрым свипированием позволяет проходить весь рабочий диапазон в 60 ГГц за время около 30 с. Это позволяет зарегистрировать все линии поглощения веществ, которые находятся в исследуемой ячейке, лежащие в данном диапазоне и имеющие при содержании веществ в смеси интенсивность, достаточную, чтобы зарегистрировать их над уровнем шумов [3].

Форма линии определяется биением двух сигналов: спадающего по экспоненте звона линии и линейно модулированного по частоте сигнала источника, который просто проходит через ячейку [1].

Пробоподготовка

В качестве участников эксперимента по исследованию паров и продуктов термолиза мочи в зависимости от режима питания выступили два относительно здоровых добровольца, каждый из которых сдал по 3 анализа: первый на голодный желудок с утра, второй после употребления в пищу сладкого, третий после употребления алкоголя и жирной пищи.

В лаборатории образец помещался в колбу, подсоединенную к азотной ловушке, которая соединена с вакуумированной до давления $5 \cdot 10^{-4}$ мбар измерительной ячейке. Проводилось вымораживание образца для его обезвоживания. Затем ловушка отсоединялась, и колба с образцом напрямую подсоединялась к ячейке, осуществлялась вакуумная сушка и нагрев колбы до 200–250°C, а затем напуск смеси паров и продуктов термического разложения образца в ячейку. Далее были зарегистрированы спектры поглощения паров и продуктов термического разложения биологических образцов во всем рабочем диапазоне спектрометра. Последовательно записывались спектры поглощения в относительно чистой и в наполненной многокомпонентной газовой смесью ячейке. Для определения центральных частот линий поглощения использовалась специальная программа. Идентификация веществ по линиям поглощения осуществлялась при помощи программы на основе баз данных NASA и CDMS [4, 5].

Результаты исследования паров и продуктов термолиза мочи в зависимости от пищевого поведения

На сводной диаграмме линий поглощения паров и продуктов термолиза биологической жидкости первого добровольца (рис. 2) можно проследить следующие зависимости: во всех трех образцах в примерно равном количестве присутствуют изоциановая кислота, аланин, мочевина, этиленгликоль и др.

При употреблении алкоголя в спектре отсутствует этилформиат, наблюдается снижение количества пентаннитрила, аминопропионитрила, и возрастает количество дигидроксиацетона, муравьиной кислоты и др., характерно наличие пропаналя и гликольальдегида, а при употреблении сладкого в спектре отсутствуют муравьиная кислота, сероокись углерода, возрастает количество моноэтаноламина.

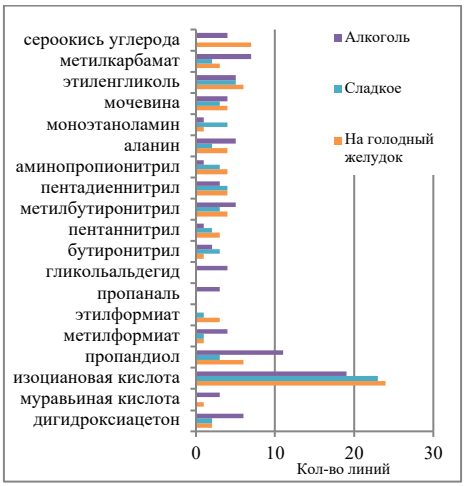


Рис. 2

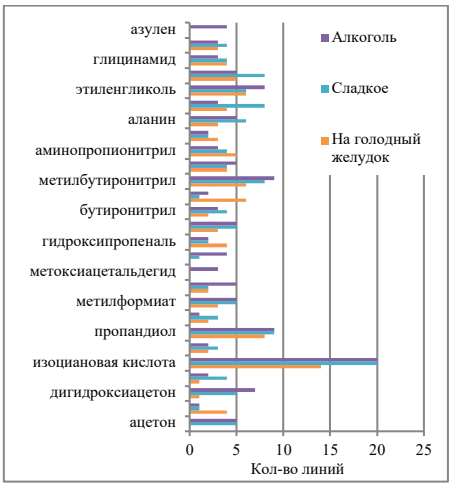


Рис. 3

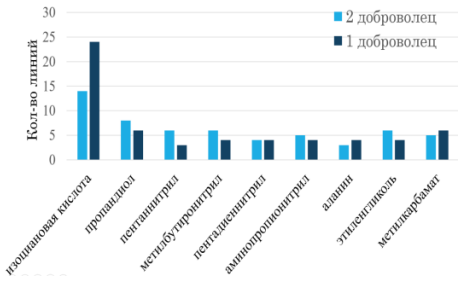


Рис. 4

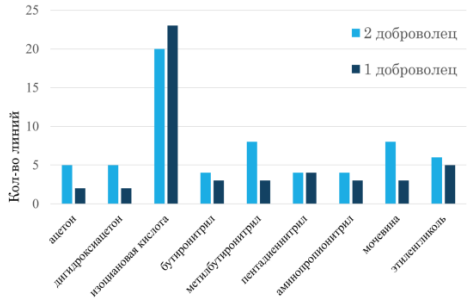


Рис. 5

На сводной диаграмме линий поглощения паров и продуктов термолиза биологической жидкости второго добровольца (рис. 3) отметим следующее: ацетон присутствует только после употребления какой-либо пищи, а также возрастает количество дигидроксиацетона, метилбутиронитрила, аланина. В примерно равных количествах присутствуют: этиленгликоль, глицинамид и др. После употребления алкоголя характерно наличие метоксиацетальдегида, азулена и увеличено количество ацетальдегида, гликольальдегида, этиленгликоля. После употребления в пищу сахара виден рост количества линий фенола, аланина, мочевины и др.

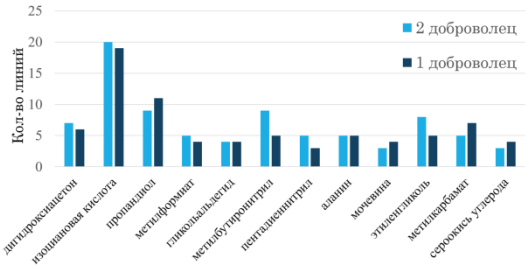


Рис. 6

При сравнении соответствующих образцов как на голодный желудок, так и после употребления сладкого и алкоголя выявлен ряд веществ, характерных для одного и другого образца, см. рис. 4–6 соответственно. Из этих диаграмм видно, что есть совпадающие вещества, а количество линий для двух добровольцев примерно одинаково.

Заключение

Таким образом, в результате исследований выявлена зависимость состава паров и продуктов термолиза биологической жидкости человека от режима питания. Были выявлены как общие, так и различные вещества, присутствующие при всех режимах. Это подтверждает возможность использования ТГц-спектрометра с быстрым свипированием по частоте для неинвазивной диагностики и мониторинга состояния здоровья.

[1] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Балакирев В.Ю., Басов С.А., Домрачева Е.Г., Иллюк А.В., Куприянов П.В., Приползин С.И., Черняева М.Б. Спектроскопия высокого разрешения терагерцевого частотного диапазона для аналитических приложений // УФН. 2020. Т. 190. С. 765.

[2] Вакс В.Л., Анфертьев В.А., Черняева М.Б., Домрачева Е.Г., Приползин С.И., Баранов А.Н., Тессье Р., Айзенштадт А.А., Гаврилова К.А. О возможности продвижения метода нестационарной газовой спектроскопии, реализованного путём быстрого свипирования частоты, вверх по терагерцовому диапазону // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 10. С. 835.

[3] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Черняева М.Б., Анфертьев В.А., Яблоков А.А. Терагерцовая нестационарная спектроскопия высокого разрешения: современное состояние и направления развития // Оптический журнал. 2024. Т. 91, № 1. С. 39.

[4] Pickett H.M. et al. Submillimeter, millimeter, and microwave spectral line catalog // Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer. 1998. Vol. 60, no. 5. P. 883.

[5] Endres C.P. et al. The cologne database for molecular spectroscopy, CDMS, in the virtual atomic and molecular data centre, VAMDC // Journal of Molecular Spectroscopy. 2016. Vol. 327. P. 95.

Секция «Общая физика»

Заседание секции проводилось 16 мая 2025 г.
Председатель – М.И. Бакунов, секретарь – Е.З. Грибова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА И МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ»

Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ОБЗОР ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ КОДИРОВАНИЯ И ШИФРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

И.И. Алексеев, М.А. Шулепин, А.В. Ширкаев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Цель и задачи

Целью исследования является анализ влияния методов кодирования и шифрования на эффективность передачи данных при различных типах модуляции.

В связи с поставленной целью нами была выбрана следующая методика исследования:

1) Разработка модели канала цифровой связи в среде MATLAB.
2) Реализация алгоритмов кодирования Хаффмана и Хэмминга, свёрточных кодов.
3) Реализация AES шифрования.
4) Реализация различных видов модуляции.

Результаты

В ходе моделирования была проведена серия вычислительных экспериментов, результатом которых стало получение графиков зависимости битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для различных схем модуляции, кодирования и шифрования.

В частности, были рассмотрены следующие виды модуляции: 8-PSK, 16-PSK, 8-QAM и 16-QAM [1], а также различные методы кодирования: алгоритм Хаффмана и алгоритм Хэмминга [2] с применением и без применения дальнейшего свёрточного кодирования и AES шифрование [3].

На основе полученных результатов был проведен сравнительный анализ эффективности передачи данных при использовании различных комбинаций кодирования, шифрования и модуляций:

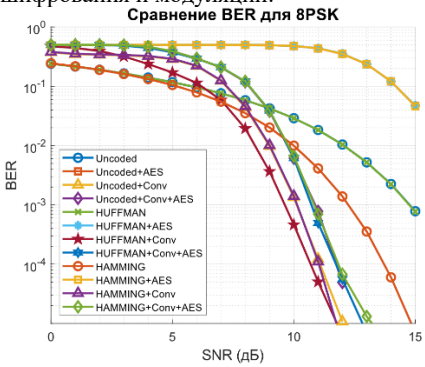


Рис. 3

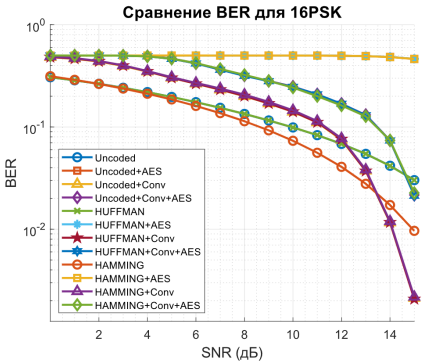


Рис. 2

Использование AES шифрования вместе с различными типами кодирования без использования свёрточных кодов ухудшает битовую ошибку по сравнению с

незашифрованной передачей. Это связано с тем, что шифрование делает данные случайными и модель становиться более чувствительной к шуму.

Совмещение шифрования с кодированием, исправляющие ошибки, компенсирует этот эффект.

Поведение 16-PSK аналогично 8-PSK, но общая эффективность передачи хуже, что ожидаемо при уменьшении расстояния между точками созвездия.

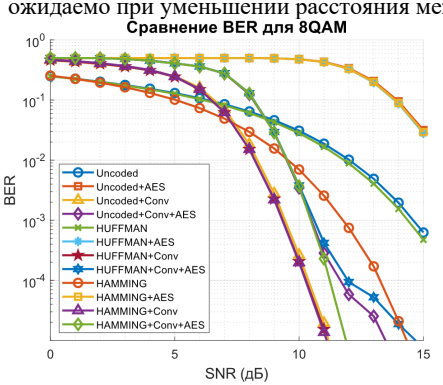


Рис. 3

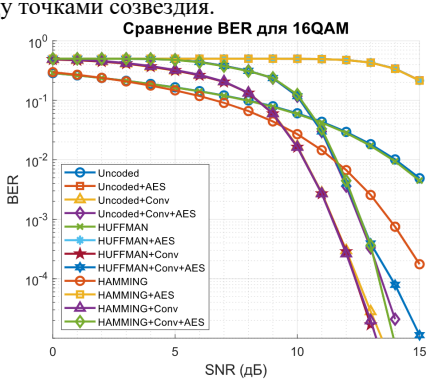


Рис. 4

Как и в случае с PSK, применение AES шифрования для различных типов кодирования без использования свёрточных кодов ведёт к ухудшению битовой ошибки.

При совмещении шифрования с методами коррекции ошибок битовая ошибка значительно уменьшается.

Заметно общее снижение эффективности передачи 16-QAM по сравнению с 8-QAM из-за более высокой плотности точек созвездия.

Наименьшую битовую ошибку для всех типов модуляций показывают комбинации кодирования информации Хаффманом или Хэммингом с последующим использованием сверточных кодов и шифрованием.

Выводы

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1) Разрабатываемая модель позволяет выбирать наиболее эффективные комбинации методов кодирования и шифрования при различных типах модуляции в системах цифровой связи.
2) Применение рассмотренных алгоритмов кодирования и шифрования в комбинации со свёрточным кодированием демонстрирует наилучшую защиту от ошибок;
3) Наиболее эффективными комбинациями из рассмотренных являются 8-PSK и 8-QAM с применением свёрточных кодов для канала и различными алгоритмами кодирования и шифрованием источника.

Выбор вида модуляции и алгоритмов кодирования зависит от конкретной задачи и будет определяться балансом между сложностью и эффективности с точки зрения скорости передачи и битовой ошибки.

[1] Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. 1104 с.
[2] Голиков А.М. Кодирование и шифрование информации в системах связи. Часть 1. Кодирование. — М.: Горячая линия. Телеком, 2007. 288 с.
[3] Голиков, А. М. Кодирование и шифрование информации в радиоэлектронных системах передачи информации. Часть 2. Шифрование. — Изд. перераб. и доп. — Томск: ТУСУР, 2018. 377 с.
[4] Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА ПРИЕМ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЕЙ OFDM В СИСТЕМАХ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

А.А Благодатин, М.М. Сорохтин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Современные технологии космической связи требуют высокой надежности и эффективности передачи данных, что делает актуальным исследование различных факторов, влияющих на качество сигналов. Одним из таких факторов является эффект Доплера, который возникает в результате относительного движения источника и приемника сигналов. В современных системах передачи данных [1], использующих ортогональное частотное деление по времени (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing), влияние эффекта Доплера может существенно сказаться на характеристиках принимаемого сигнала, таких как уровень искажений, скорость передачи данных и устойчивость к помехам.

OFDM является одной из наиболее перспективных технологий для реализации высокоскоростной передачи информации в условиях ограниченной полосы передачи и сложных каналов связи. Однако при наличии значительных скоростей движения приемников или передатчиков, таких как спутники или космические аппараты, эффект Доплера приводит к смещению частот поднесущих сигналов, что в свою очередь вызывает проблемы с синхронизацией и декодированием информации.

Целью данной работы является исследование влияния эффекта Доплера на прием OFDM сигналов в системе космической связи. В работе описана модель канала связи с использованием OFDM, приведены результаты численного моделирования.

Модель OFDM канала связи

Данный вид модуляции подразумевает передачу суммы нескольких гармоник — поднесущих, частоты которых выбираются из условия ортогональности. Полоса сигнала делится на N поднесущих. Обозначим частоту первой поднесущей как f, тогда все остальные частоты будут определяться соотношением: $f_n = nf$. Ширина спектра зависит от символьной скорости (F_{symb}) и количества поднесущих: $F = NF_{symb}$. Таким образом, OFDM сигнал можно представить в следующем виде:

$$Y_i = \sum_{n=1}^{N} X_n \cdot e^{j2\pi f_n} \quad (1)$$

Эффект доплеровского сдвига возникает при наличии радиальной скорости приемника или передатчика относительно друг друга. В канале связи также возникают эффекты доплеровского расширения спектра и рассеяния [2], которые не рассматриваются в данной статье. Доплеровский сдвиг частоты описывается формулой 2.

$$f_d = \frac{v f_c}{c} cos\theta, \quad (2)$$

где v – относительная скорость между передатчиком и приемником, f_c – несущая частота сигнала, c – скорость света, θ – угол между направлением движения и линией связи.

Для спутников низкой околоземной орбиты, которые движутся по орбите радиусом 700 км [3], скорость движения составляет около 7,5 км/с. Смещение Доплера может достигать порядка 7,5 кГц, при частоте сигнала порядка 1,6 ГГц.

Схема модели канала связи показана на рис. 1.

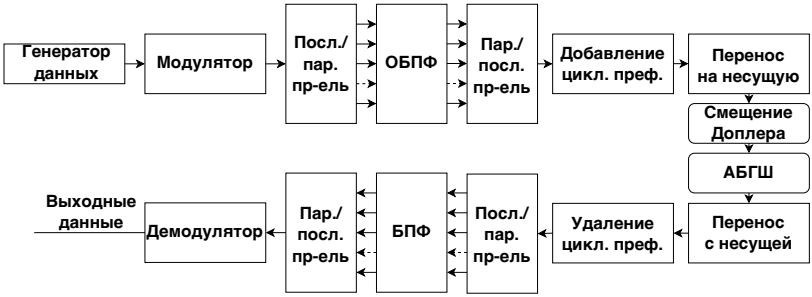


Рис. 1. Схема передачи данных с OFDM

Результаты моделирования

Для исследования влияния эффекта Доплера были построены графики вероятности битовой ошибки (BER, Bit Error Rate) при различных значениях отношения сигнал-шум (SNR, Signal-to-Noise Ratio), различных величинах доплеровского сдвига, количестве поднесущих N=64, символьной скорости F_symb=150 кГц (рис. 2-3).

Из графиков видно, что при некотором критическом смещении поднесущих вероятность правильной демодуляции сигнала резко падает. Можно заметить, что BER характеристика при влиянии смещения Доплера зависит также и от символьной скорости F_{symb}.

Результаты численного моделирования показали, что доплеровский сдвиг частот может значительно ухудшить качество передачи данных, особенно при высоких скоростях движения космических аппаратов. Это подчеркивает необходимость учета эффекта Доплера при проектировании систем космической связи, особенно на низких околоземных орбитах.

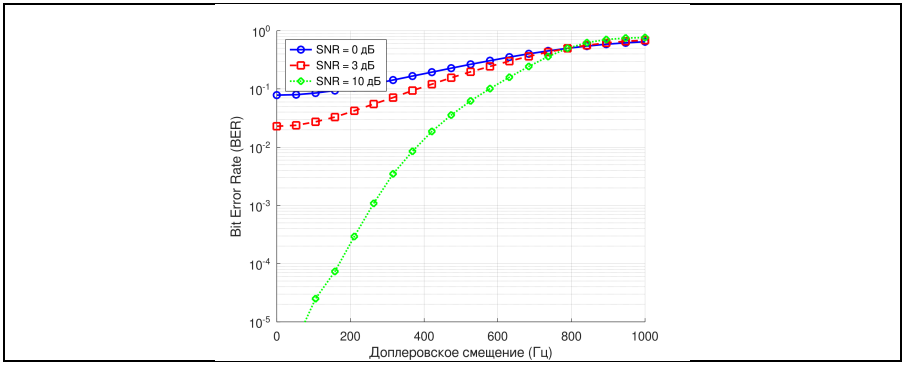


Рис. 2. График зависимости BER от доплеровского смещения для OFDM

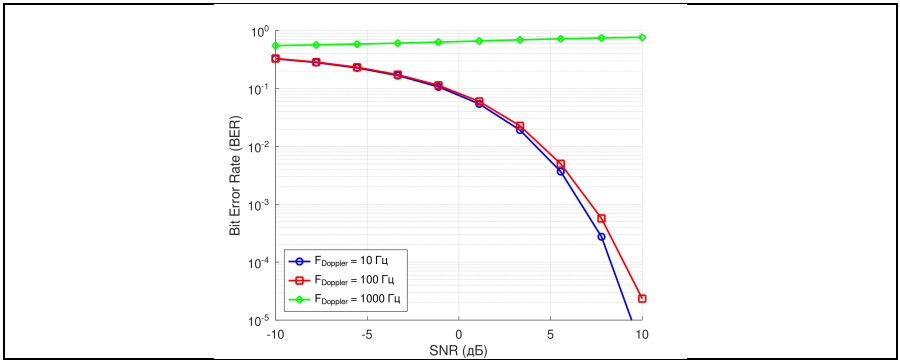


Рис. 3. График зависимости BER от SNR для OFDM

Для повышения надежности передачи данных в условиях космической связи необходимо разрабатывать и внедрять специальные алгоритмы обработки сигналов и аппаратные решения, которые будут учитывать влияние эффекта Доплера. Это может включать адаптивные методы подстройки параметров, методы оценки и компенсации частотного сдвига, внедрение устойчивых к доплеровскому сдвигу видов модуляции, использование когерентных приемников с фазовой автоподстройкой.

[1] Степунин А.Н., Николаев А.Д. Мобильная связь на пути к 6G. – Москва: Инфра-Инженерия, 2021, 384 с.
[2] Майков Д.Ю., Вершинин А.С. // Молодой ученый. 2014. № 21(80). С. 175.
[3] Панько С.П., Поляк М.Г. // Космические аппараты и технологии. 2018. Т. 2, № 2. С. 105.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛА ПРИХОДА СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В теории оптимального оценивания параметров сигналов широко используется метод максимального правдоподобия. При этом при определенных условиях регулярности функции правдоподобия, больших отношениях сигнал/шум и больших объемах выборки максимально правдоподобные (МП) оценки являются асимптотически несмещенными, и их дисперсии достигают теоретически минимальной величины, определяемой нижней границей Крамера–Рао (Cramer-Rao Low Bound, CRLB) [1, 2]. В то же время известно, что при оценивании параметров сигналов МП методом в области малых отношений сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR), ниже некоторого порогового значения, возникают аномально большие ошибки, существенно превышающие CRLB. Следует отметить, что пороговый эффект в теории максимально правдоподобного оценивания был обнаружен достаточно давно [3, 4]. Однако в силу большой практической важности общей задачи повышения точности оценивания параметров сигналов изучение пороговых эффектов и методов снижения пороговых значений отношений сигнал/шум, при которых начинают возникать аномально большие ошибки, продолжает оставаться актуальным [5, 6].

В представленной работе путем численного моделирования системы обработки сигналов с многоэлементными антенными решетками решается задача нахождения пороговых значений отношений сигнал/шум, SNR_{th}, ниже которых возникают аномально большие ошибки оценивания углов прихода случайных полезных сигналов в многоэлементных линейных антенных решетках (АР).

Постановка задачи

Рассмотрим задачу оценивания угла прихода θ сигнала с плоским волновым фронтом от источника, находящегося в дальней зоне, многоэлементной антенной решеткой с линейной и круговой конфигурацией и расстоянием d между антенными элементами для обеих конфигураций составляет половину длины волны λ/2. Комплексный вектор отсчетов наблюдаемых сигналов $\mathbf{x}[n]=(\mathbf{x}_1[n],\ldots,\mathbf{x}_M[n])^{\mathrm{T}}$ размерности M можно записать в виде:

$$\mathrm{x}[n] = a[n]\boldsymbol{s} + \boldsymbol{\xi}[n], \qquad (1)$$

где $\mathbf{s} =(s_1,\ldots s_M)^{\mathrm{T}}$ – неизвестный вектор плоского волнового фронта (вектор-фазор) принимаемого полезного сигнала, зависящий от угла прихода сигнала, знак T означает транспонирование, $\boldsymbol{\xi}[n]=(\xi_1[n],\ldots,\xi_M[n])^{\mathrm{T}}$ – комплексный гауссовский вектор независимых собственных шумов в антенных элементах с нулевыми средними значениями и дисперсиями σ^2, n=1,..,N – дискретные моменты времени взятия выборок, $a[n]$ - комплексный стационарный гауссовский сигнал с некоррелированными отсчетами, имеющий нулевое среднее значение и неизвестную мощность. Эта модель хорошо подходит для определения угла прихода сигнала от источника с неизвестными характеристиками, находящегося в дальней зоне антенной решетки.

Вектор-фазор волнового фронта **s** рассматривается как неизвестный детерминированный вектор, зависящий от начальной фазы сигнала, угла прихода сигнала θ и конфигурации АР. В общем случае произвольного волнового фронта максимально правдоподобная оценка вектора **s** выражается через первый собственный вектор, соответствующий максимальному собственному числу выборочной ковариационной матрицы сигналов на элементах антенной решетки. Однако, когда источник полезного сигнала находится в дальней зоне антенны, его волновой фронт является плоской волной с одинаковой амплитудой сигналов на элементах АР. Для того, чтобы учесть эту важную априорную информацию при нахождении МП оценки волнового фронта сигнала, рассмотрим две конкретные конфигурации АР – линейную и круговую. Для линейной эквидистантной АР набеги фаз φ_m относительно ее геометрического центра можно записать как

$$\varphi_m = 2\pi m \frac{d}{\lambda} sin\,\theta. \tag{2}$$

Для круговой АР набеги фаз φ_m относительно ее геометрического центра определяются как

$$\varphi_m = 2\pi m \frac{R}{\lambda} cos\left(\theta - \frac{2\pi(m-1)}{M}\right), \tag{3}$$

где m=1, …, M, R – радиус круговой антенной решетки. В результате задача оценивания вектора-фазора плоского волнового фронта **s** для обеих конфигураций АР (линейной и круговой) сводится только к оценке начальной фазы и угла прихода полезного сигнала.

В данной работе оценка находится по следующему алгоритму. На первом этапе находится грубая оценка волнового фронта полезного сигнала путем сканирования сектора пространства возможных углов прихода полезного сигнала с использованием дискретного преобразования Фурье от вектора сигналов, наблюдаемых на элементах антенной решетки. На втором этапе грубая оценка уточняется путем нахождения поправки к оценке волнового вектора, найденного на первом шаге. При этом используется итерационный алгоритм, а круговая АР заменяется на виртуальную линейную неэквидистантную АР.

Результаты моделирования

Для исследования зависимости пороговых значений отношения сигнал/шум от конфигурации АР было выполнено моделирование в среде Matlab для АР с различным числом антенных элементов. Объем выборки был выбран достаточно большим *N=64,* так как для случайного сигнала граница Крамера-Рао недостижима при увеличении SNR при фиксированном объеме выборки [7]. Пороговые значения SNR_{th} находились как значения, при которых СКО оценок углов прихода полезного сигнала превышали теоретические нижние границы Крамера-Рао (CRB) на 10%.

На рисунке приведена зависимость пороговых значений SNR_{th} от числа антенных элементов M и объема выборки N в логарифмическом масштабе для линейной (ULA) и круговой (UCA) антенных решеток.

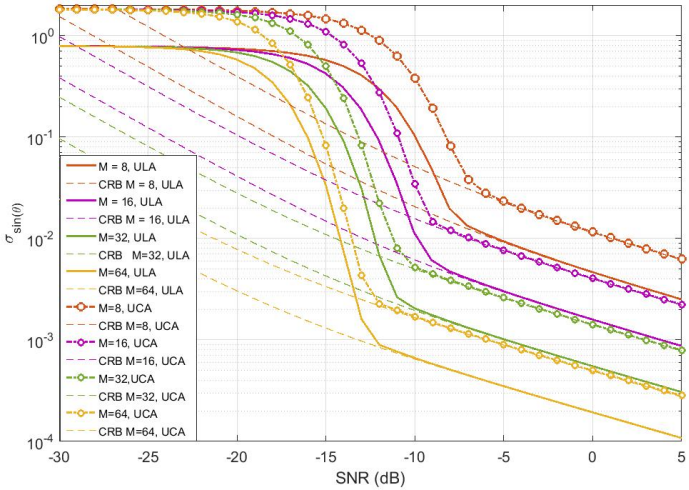


Рис.

Из результатов, приведенных на рисунке, видно, что при увеличении числа элементов антенной решетки различие между пороговыми значениями для линейной и круговой АР уменьшается. Так, для M=8 SNR_{th}=-7,3дБ и -6,4 дБ для линейной и круговой решетки соответственно, в то время как для M=64 для обеих конфигураций, линейной и круговой, пороговые значения практически совпадают и равны SNR_{th}=-12,2дБ.

Заключение

В данной работе путем численного моделирования выявлены зависимости между числом антенных элементов, конфигурацией антенной решетки и величиной пороговых значений. При увеличении числа элементов антенной решетки различие между пороговыми значениями для линейной и круговой АР уменьшается.

[1] Cramer H. Mathematical Methods of Statistics. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1946.
[2] Rao C.R. Linear Statistical Inference and Its Applications. – New York: Wiley, 1946.
[3] Van Trees H.L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory. – New York, NY: Wiley, 2001.
[4] Athley F. Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators // IEEE Trans. Signal Process. 2005. Vol. 53, No. 4. P. 1359. doi: 10.1109/TSP.2005.843717.

[5] Beshara-Flynn K., Adhikari K. Effects of signal and array parameters on MSE and CRB in DOA estimation // Proc. 2022 IEEE 13th Annu. Ubiquitous Comput. Electron. Mobile Commun. Conf. (UEMCON). – New York, NY, 2022. P. 373. doi: 10.1109/UEMCON54665.2022.9965625.
[6] Mazor Y., Berman I.E., Routtenberg T. On the limitations of the Bayesian Cramér-Rao bound for mixed-resolution data // IEEE Signal Process. Lett. 2025. Vol. 32. P. 446. doi: 10.1109/LSP.2024.3519804.
[7] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev V., Keusgen W., Peter M. Investigation of theoretical limits for unconditional AoA estimations in multi-element antenna arrays by simulations // Proc. 2020 IEEE Int. Conf. Ind. Technol. (ICIT). Buenos Aires, 2020. P. 663. doi: 10.1109/ICIT45562.2020.9067150.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГОДНЫХ УСЛОВИЙ НА ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А.В. Бугров, Д.А. Семенов, А.А. Мальцев

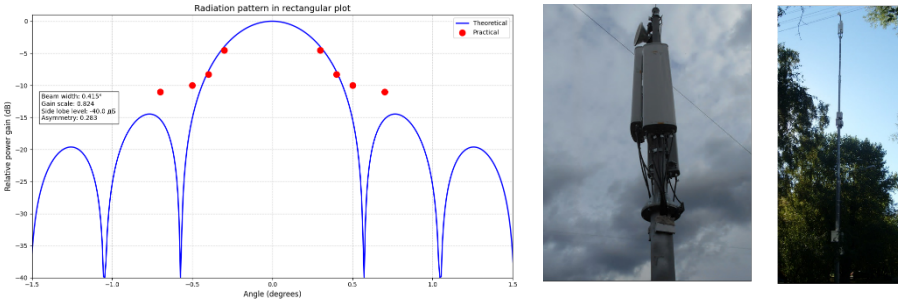
ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Для построения современных РРЛ используются различные диапазоны с модуляциями высокого порядка от QPSK до 4096 QAM и полосой от 7 до 2000 МГц. Это позволяет индивидуально подбирать диапазон, полосу и вид модуляции под каждую конкретную радиорелейную линию (РРЛ). E-диапазон состоит из трех частотных полос – 71–76, 81–86 и 92-95 ГГц (рис. 1), причем наиболее активно осваиваются первые две полосы. Основное преимущество данного диапазона - передачи данных со скоростью 1 Gb/s посредством простых схем модуляции. Однако, есть серьёзная проблема, которая является причиной проблем - узкая диаграмма направленности. Из-за узкой диаграммы направленности даже незначительное отклонение антенны по азимуту или углу места приводит к сильному снижению уровня принимаемого сигнала. Далее мы рассмотрим, как влияют погодные условия на характеристики РРЛ.

Описание оборудования, используемого для экспериментальных измерений

В приведенном ниже исследовании использовались РРЛ станции, оборудованными передатчиками, работающими на частоте 82 ГГц с антеннами диаметра 0,6 м. На рисунке 1а показана диаграмма направленности параболической антенны диаметра 0,6 м., рассчитанной в приближении Кирхгофа для идеального распределения поля на апертуре [1-2].



а) б)

Рис. 1. (а, б.)

Из приведенного графика видно, что ширина полученной диаграммы направленности на уровне -3 дБ составляет 0.4 градуса. Использование на РРЛ стациях антенн с высоким коэффициентом усиления и узкой диаграммой направленности необходимо для повышения пропускной способности и дальности связи. Однако из-за такой диаграммы направленности РРЛ интервалы в диапазоне E-band сильнее подвержены

влиянию различных внешних факторов, в том числе метеоусловиям, чем РРЛ работающие в более низкочастотных диапазонах (15, 18, 23 и 38 ГГц).

Для устранения таких нежелательных эффектов связанных в основном с механической деформацией конструкции антенно-мачтового сооружения (АМС) применяются специальные АМС, не подверженные критическим деформациям. Однако стоимость таких опор очень высока, из-за чего экономически целесообразно устанавливать РРЛ станции на опорах двойного назначения (ОДН) (рис 1б). К сожалению, у опор подобного типа есть недостаток - они подвержены различным деформациям в ходе эксплуатации. Из-за деформаций и узкой диаграммы направленности антенн в диапазоне E-band, качественные характеристики РРЛ каналов связи, построенных на ОДН, в данном диапазоне подвержены сильному влиянию различных погодных условий.

Экспериментальное исследование характеристик радиорелейных линий

Рассмотрим в качестве примера номер один реальный канал связи. Для начала рассмотрим профиль данного пролета, длина которого составляет 1,4 км (рис. 2). На данном рисунке изображен рельефный профиль канала связи. Черная линия между точками приема и передачи обозначает траекторию данного канала, а небольшой красный овал вокруг траектории обозначает первую зону Френеля. Из данного профиля видно, что препятствия в первой зоне Френеля отсутствует, то есть данный канал связи работает в условиях прямой видимости [3]. Красным, жёлтым и серым внизу изображения показаны препятствия разной высоты на трассе распространения.

Данный канал работал в полосе Bw = 250MHz и модуляции QPSK. Мощность передатчика выставлена на уровне Ptx=18 dBm. Емкость такого канала составляет 379 Mbit/s, расчетная мощность сигнала на принимаемой стороне составляет Prx = -30.5 dBm. В то же время прямые результаты экспериментальных измерений показали, что мощность принимаемого сигнала испытывает сильные флуктуации. На рис. 3 приведены результаты мониторинга данной радиорелейной линии (РРЛ 1) связи в течение одной недели.

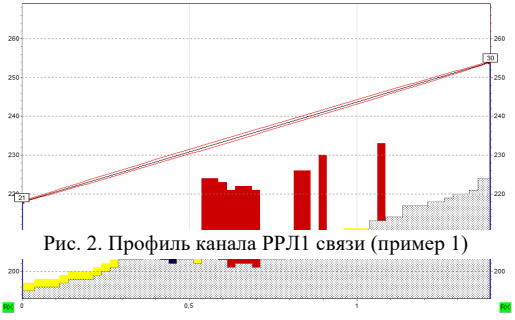


Рис. 2. Профиль канала РРЛ1 связи (пример 1)

На графиках на рисунках 3 показана статистика уровня мощности принимаемого сигнала Prx от времени за одну неделю рис. 3a и за один день рис. 3b. Синими линиями на графиках показан максимальный уровень мощности сигнала, достигаемый при наблюдении за ним в течение одного часа, а оранжевыми линиями – соответственно минимальный уровень мощности. Замеры мощности принимаемого сигнала Prx делались каждые 15 минут и агрегировались до максимального и минимального уровней за один час. Из приведенных на рис. 5 графиков, видно, что уровень мощности принимаемого сигнала в данной серии экспериментов был подвержен сильным долговременным флуктуациям с большим размахом между максимальными и минимальными значениями (до 8dBm). При этом отмечалось большое количество отклонений уровня мощности

сигнала от номинального среднего значения (для которого рассчитывается пропускная способность РРЛ) за времена порядка нескольких минут.

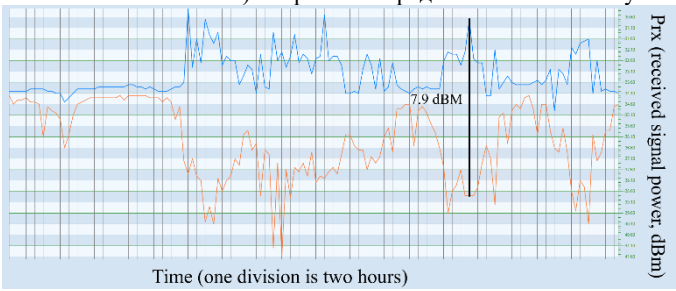


Рис. 3а

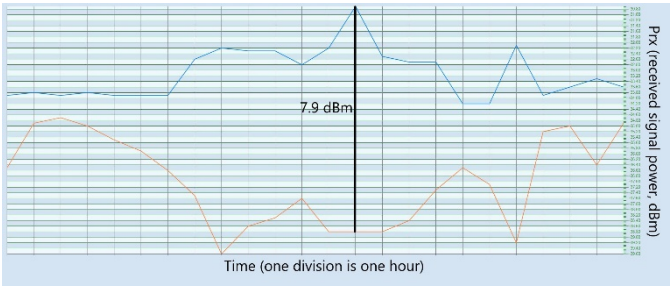


Рис. 3б

Рис. 3. Зависимость приёмного уровня радиорелейной линии связи (РРЛ 1) Prx от времени за неделю (a) и за один день (b).

Первоначально для выяснения причины таких сильных флуктуаций уровня принимаемых сигналов в данной РРЛ1 была выдвинута гипотеза деформации антенной системы, вызванная изменением температуры окружающей среды, поскольку в день измерения характеристик РРЛ1 (показанных на рис. 3) температура резко поднималась с - 6 градусов по Цельсию до положительных значений. Однако дополнительный анализ метеоданных в день экспериментальных измерений показал, что наиболее вероятной причиной наблюдаемых флуктуаций мощности принимаемого сигнала была большая ветровая нагрузка на параболическую антенны диаметра 0,6 м.

Во время стоящей непогоды антенну раскачивало в разные стороны, из-за чего и возникали колебания уровней мощности принимаемого сигнала как в положительную сторону, так и в отрицательную.

На следующем этапе были проведены исследования долговременных флуктуаций уровня мощности принимаемого сигнала другой линии связи (РРЛ 2) в пасмурную и солнечную погоду. РРЛ 2 была построена с использованием идентичного оборудования, что и РРЛ 1, препятствия в первой зоне Френеля также отсутствуют.

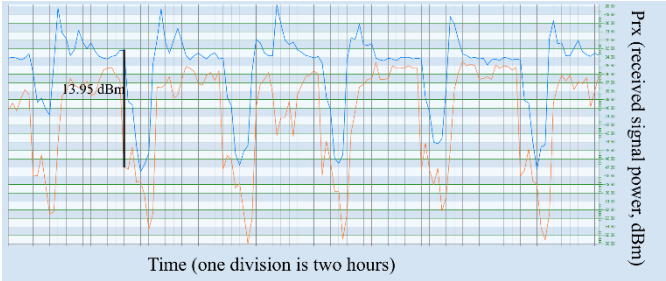


Рис. 4. Зависимость уровня мощности принимаемого сигнала радиорелейной линии связи Prx от времени за неделю (РРЛ 2)

При отсутствии осадков и резкого изменения температуры приемный уровень данного канала связи также колеблется. (рис. 4). На данном рисунке показаны данные за неделю. В данном примере наблюдаются следующие девиации: максимальный и минимальный уровень за час синхронно изменяются с течением времени от расчётного уровня до минимального значения за сутки. В дневное время амплитуда долговременной флуктуации приемного уровня доходила практически до 14 dBm. Изменения уровня происходит в течение дня, когда солнце меняет своё положение относительно антенны и ОДН. При этом в ночное время суток сохраняется практически расчётный уровень. Поэтому наиболее вероятное причина в том, что данные изменения приемного уровня вызваны деформацией антенно-мачтовых сооружений в ходе их неравномерного нагрева в солнечную погоду.

Выводы и результаты

Анализ полученных экспериментальных данных показывает, что РРЛ подвержены флуктуациям приёмного уровня мощности. Сильнее это проявляется при креплении антенн на опорах двойного назначения. Исследование РРЛ показывает, что предположительно именно метеоусловия вносят своё влияние на распространение сигнала, из-за чего происходит изменение качественных характеристик.

Из приведённых выше примеров РРЛ располагающихся на ОДН мы можем предположить, что в результате ветровой нагрузки происходят колебания антенны, в результате чего возникают флуктуации приёмных уровней. А под воздействием солнца происходит неравномерный нагрев антенно-мачтового сооружения и его искривление, из-за чего и происходит падение текущего приемного уровня. При подтверждении гипотезы, эту особенность нужно будет учитывать при построении новых каналов связи в диапазоне E-band.

В данном исследовании показаны характерные примеры влияния солнца, дождя и ветра на беспроводные линии связи. В последующих работах планируется углубить и расширить данную тему более подробным анализом и большим количеством разобранных примеров, чтобы в итоге научиться однозначно определять причину отклонения качественных характеристик от нормальных показателей и способы предотвращения внешнего влияния.

[1] Юрцев. О.А., Антенны методическое указание к лабораторным работам по дисциплине “Антенны и устройства СВЧ” для студентов специальности “Радиотехника” дневной, заочной и вечерней формы обучения: Минск. 2003.
[2] Huawei. (2014). RTN 380 V100R002C00 Product Description. [Product Manual]. Shenzhen: Huawei Technologies Co., Ltd.
[3] Данилович О.С. Расчет показателей качества передачи при проектировании цифровых радиорелейных линий. – СПб: Линк, 2009, 76 с.

УЧЁТ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Д.С. Червяков, О.А. Морозов, И.В. Гринь

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Радионавигация представляет собой важную область науки и техники, объединяющую методы обнаружения, измерения координат и определения свойств объектов с помощью радиоволн. Особый интерес представляют пассивные методы радиолокации, основанные на анализе собственного радиоизлучения наблюдаемых объектов, поскольку они не требуют активного воздействия. Современные радиолокационные системы активно развиваются в направлении многопозиционных схем с использованием искусственных спутников Земли, что обеспечивает высокую точность, помехозащищенность и пространственное разрешение.

Для повышения точности радиолокационных измерений может использоваться информация о поверхности Земли, однако стандартная модель эллипсоида Красовского не учитывает рельеф местности. Интеграция данных о рельефе в алгоритмы определения координат потенциально способна улучшить точность локации, однако требует оптимизации из-за большого объёма топографических данных. Один из подходов к моделированию рельефа является процедурная генерация на основе шума Перлина [1], позволяющая гибко варьировать уровень детализации и геометрические параметры поверхности.

Целью данной работы является исследование влияния рельефа местности на точность пассивных радиолокационных методов. В рамках исследования реализована генерация рельефа с использованием шума Перлина, систематизированы его параметры, а также разработан и проанализирован разностно-дальномерный метод оценки координат источника радиоизлучения. Особое внимание уделено изучению зависимости точности локации от разрешения карты высот и геометрических характеристик рельефа. Результаты работы могут быть полезны для оптимизации алгоритмов пассивной радионавигации с учётом реального ландшафта.

Шум Перлина - алгоритм генерации псевдослучайных значений с плавными переходами, который широко используется в компьютерной графике [2] для создания реалистичных текстур и рельефов. Основные этапы его генерации включают построение сетки со случайными градиентными векторами, интерполяцию значений для получения плавных переходов (при этом применяются полиномиальные функции $L_3(t)$ или $L_5(t)$. К числу преимуществ данного алгоритма относятся высокая производительность, возможность генерации бесконечных ландшафтов и гибкость настройки параметров, таких как амплитуда и частота сетки.

Разностно-дальномерный метод основан на измерении разности расстояний до приёмников, выражаемой формулой $\Delta R = c \cdot \Delta t$, где линии положения представляют собой гиперболы, пересечение которых даёт координаты объекта [5]. Точность данного метода зависит от геометрии системы и погрешностей измерений [6].

Для повышения точности в уравнение поверхности Земли добавляется функция рельефа.

$$1 - \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{a^2} + \frac{z^2}{b^2} - Relief(x, y, z) = 0. \quad (1)$$

В рамках исследования разработана методика, включающая несколько ключевых этапов. Первым шагом является генерация функцией рельефа (1), как холмистого, так и гористого, с заданными параметрами. Далее осуществляется моделирование спутниковой системы, состоящей из четырёх спутников: двух геостационарных и двух на высокоэллиптических орбитах. Затем проводится расчёт координат источника радиоизлучения с учётом рельефа и без него, что позволяет провести анализ точности при различных погрешностях измерений.

При анализе холмистого рельефа с амплитудой 200 м было установлено, что учёт рельефа снижает среднеквадратичную ошибку (СКО) на 30–50%, при этом наибольший эффект наблюдается при погрешностях измерений, превышающих 300 метров. В случае гористого рельефа с амплитудой 2 км учёт рельефа оказывается критически важным: СКО уменьшается в 2–3 раза, в то время как без учёта рельефа ошибки могут достигать нескольких километров.

Также исследовано влияние точности карт высот (рис. 1.). Для гористого рельефа точность карт с разрешением более 1 км незначительно влияет на результат, тогда как для холмистого рельефа допустима точность до 5 км без существенного ухудшения.

Таким образом, учёт рельефа существенно повышает точность определения координат в гористой местности. Для холмистого рельефа достаточно карт с разрешением 1–2 км (рис. 2). Оптимальный баланс между точностью и вычислительными затратами достигается при разрешении карт от 100 до 500 м.

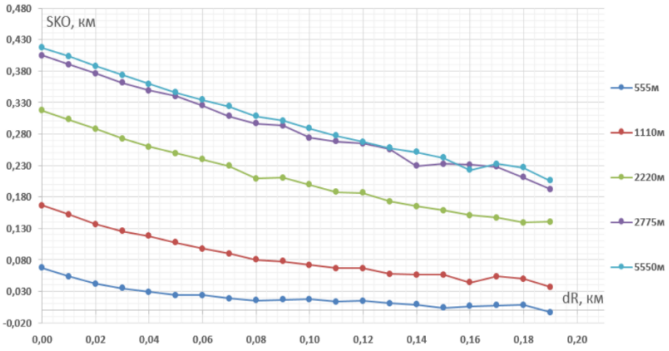


Рис 1. График зависимости разности СКО оценки координат ИРИ с заданной точность и СКО оценки координат ИРИ с точностью 111 м от погрешности определения координат приемников разностно-дальномерным методом. Рельеф гористый

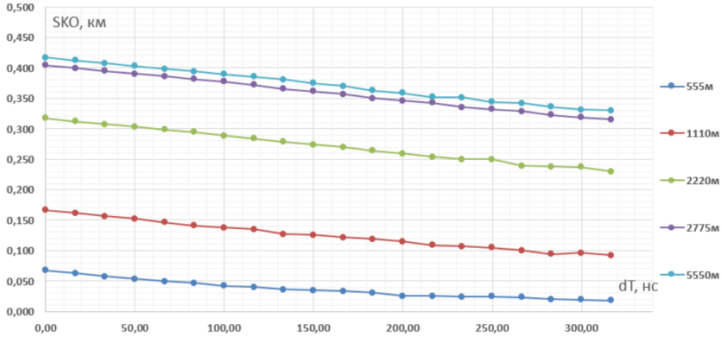


Рис 2. График зависимости разности СКО оценки координат ИРИ с заданной точность и СКО оценки координат ИРИ с точностью 111 м от погрешности определения временных задержек разностно-дальномерным методом. Рельеф гористый

Проведённое исследование подтвердило значимость учёта рельефа в радиолокации. Реализованный разностно-дальномерный метод с использованием шума Перлина продемонстрировал улучшение точности на 30–50% для холмистого рельефа и до 3 раз для гористого. Также показана возможность снижения частоты дискретизации карт высот без потери точности. В перспективе планируется интеграция реальных топографических данных, и оптимизация алгоритмов для работы в реальном времени.

[1] Кен Перлин. “Improving noise generators for simulating dithered quantization error.” ACM Transactions on Graphics 15.3.1996. P 243.
[2] Грек Снук. Создание 3D-ландшафтов в реальном времени с использованием C++ и DirectX 9 / Пер. с англ. – М.: КУДРИЦ-ОБРАЗ, 2007, 368 с.
[3] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993, 416 с.
[4] Ворошилин Е. П., Миронов М. В., Громов В. А. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов.// Доклады ТУСУРа, №1(21), ч. 2, 2010. С. 22.
[5] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. 2014. № 4(32). С. 71.
[6] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Оценка местоположения источника радиоизлучения на основе вычислительно эффективной реализации алгоритма расчёта временных задержек // Системы управления и информационные технологии. 2014. № 2.1(56). С. 124.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПИСОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ КОДОВ

Д.С. Гущин, О.В. Никитин, С.А. Минеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В данной работе реализован алгоритм кодирования и декодирования сложенных кодов Рида-Соломона для установления зависимостей количества пакетных ошибок от длины пакетных ошибок при различных параметрах складывания.

Основной принцип помехозащитного кодирования заключается в наличии разрешенных и запрещенных кодовых слов в кодовом пространстве. Это требует наличия избыточности, а метрикой для этого пространства является расстояние Хэмминга. Уникальное декодирование заключается в выборе единственного разрешенного кодового слова, расстояние до которого минимально. Расстояние Хэмминга между двумя кодовыми словами используется в качестве показателя при поиске ближайшего кодового слова с учетом принятого декодером слова.

Идея списочного декодирования заключается в выводе списка возможных сообщений вместо одного сообщения. Этот метод декодирования может быть использован для повышения корректирующей способности по сравнению с уникальным декодированием.

Списочное декодирование предоставляет возможность разрешить неоднозначные или неправильные восстановления в областях, где уникальное декодирование не дает результата или дает неверный результат. Это возможно благодаря вторичной проверке по косвенным признакам, которые не зависят от расстояния Хэмминга [1].

Сложенные коды Рида-Соломона строятся путем объединения каждых m кодовых слов Рида-Соломона в один символ с большим алфавитом. Пусть сообщение закодированное кодом Рида-Соломона обозначается как $f(\gamma)$, тогда сложенный код Рида-Соломона (см. рис. 1).

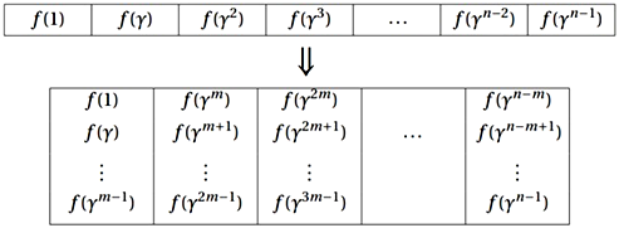


Рис. 1

Декодирование кода Рида-Соломона и сложенного кода Рида-Соломона с одинаковым количеством ошибок – это задачи почти одинаковой вычислительной сложности. Можно разложить полученное кодовое слово сложенного кода Рида-Соломона, обработать его как кодовое слово исходного кода Рида-Соломона и запустить на нем алгоритм декодирования Рида-Соломона. В таком случае шаблон ошибок после разложения будет следующим (см. рис. 2).

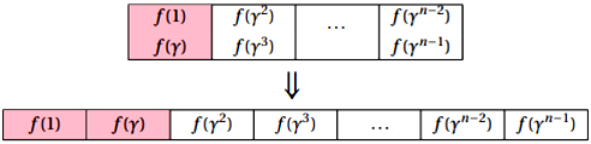


Рис. 2

Польза от использования сложенных кодов Рида-Соломона заключается в том, что если доля ошибок, вызванных сложением, превышает тот уровень, который можно декодировать по списку, то этот шаблон ошибок не нужно обрабатывать, и его можно игнорировать (см. рис. 3).

Рис. 3

Алгоритм списочного декодирования Гурусвами–Рудры может декодировать сложенный код Рида-Соломона с точностью до радиуса $1 - R - \varepsilon$. В этом алгоритме есть три шага: этап интерполяции, этап поиска корня (факторизация) и этап обрезки. На шаге интерполяции будет определён полином–кандидат для сообщения $f(x)$ путем решения линейной системы. На этапе поиска корня определяется подпространство решений путем решения другой линейной системы. На последнем шаге произойдёт сокращение подпространства решений, полученное на втором шаге [2, 3].

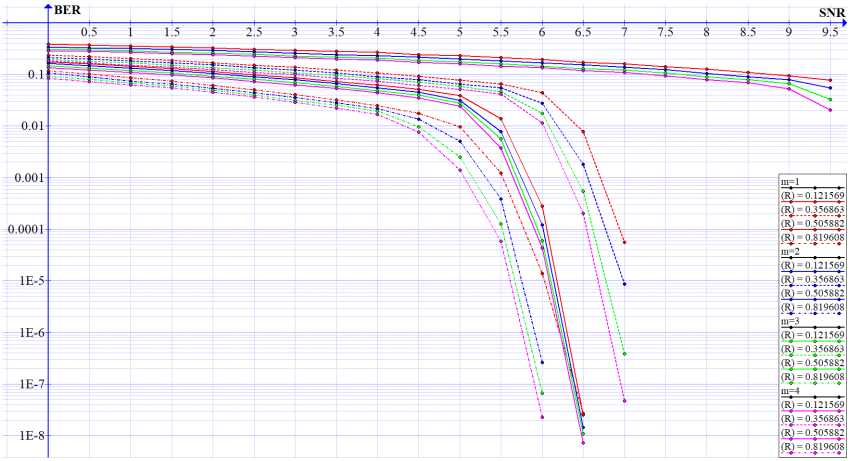


Рис. 4

На рис. 4 представлена зависимость битовой ошибки от отношения сигнал/шум. С увеличением параметра складывания увеличивается доля ошибок, которые декодер может гарантировано исправить. Однако, чем больше параметр складывания m, тем меньше становится прирост энергетического выигрыша. Это связано с тем, что при увеличении значения параметра складывания m уменьшается разница в доле исправляемых ошибок между m и $m-1$. Декодер сложенных кодов Рида-Соломона способствует устранению пакетов ошибок. Как видно из рис. 5, с увеличением параметра складывания количество пакетных ошибок уменьшается.

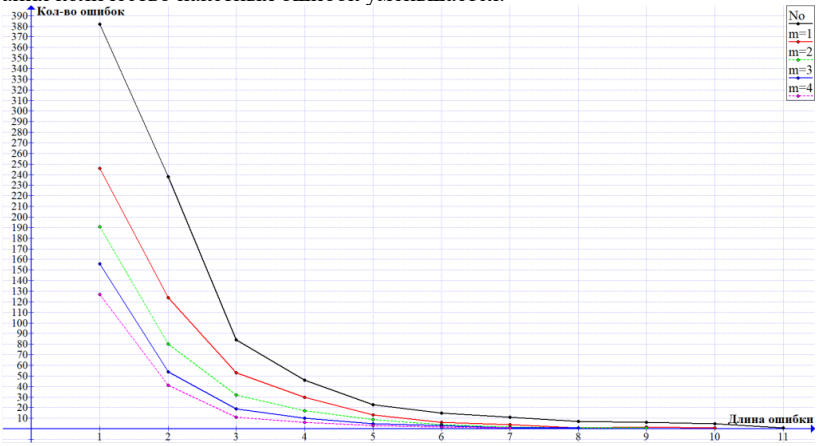


Рис. 5

Результаты исследования могут быть полезны, в том числе, при организации научно-образовательной деятельности [4] в передовой инженерной школе на физическом факультете ННГУ.

[1] Guruswami, Venkatesan Essential Coding Theory / Guruswami Venkatesan Rudra Atri, Madhu Sudan; Department of Computer Science and Engineering, University at Buffalo, SUNY. 2023. Pp. 535. URL https://cse.buffalo.edu/faculty/atri/courses/coding-theory/book/web-coding-book.pdf (дата обращения 1.04.2025).
[2] List Decoding of Folded Reed–Solomon Codes / Rudra Atri // University of Washington. 2007. Pp. 29–51.
[3] Linear–Algebraic List Decoding of Folded Reed–Solomon Codes / Guruswami Venkatesan // 2011 IEEE 26th Annual Conference on Computational Complexity. 2011. P. 77
[4] Лозовская Л.Б., Минеев С.А., Морозов О.А. Организация научно-образовательной деятельности в передовой инженерной школе классического университета // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Социальные науки. 2024. № 2(74). С. 186.

АНАЛИЗ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ 5G И 6G НА ОСНОВЕ ТРАССИРОВКИ ЛУЧЕЙ

И.И. Калинин, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

M-MIMO и X-MIMO

В современных коммерческих системах сотовой связи пятого поколения 5G используется технология M-MIMO (Massive Multiple Input Multiple Output) в диапазоне 3.5 ГГц. Антенная решетка в таких системах, как правило, состоит из 192 антенн, сгруппированных в 96 антенных элементов (АЭ) с двойной поляризацией под углом ±45°. Эти АЭ подключаются к 64 цифровым портам (см. рис. 1). Один цифровой порт обозначен на рисунках 1, 2 и 3 зеленым прямоугольником. Данная архитектура предусматривает полное цифровое управление диаграммой направленности, что обеспечивает высокую эффективность формирования ее лучей.

К 2030 году планируется развертывание системы сотовой связи шестого поколения 6G, в которой перспективными считаются диапазоны частот 7–13 ГГц. Одной из ключевых задач в новой системе является обеспечение сравнимой зоны покрытия 6G с существующими развёрнутыми системами связи 5G. Переход к более высоким частотам, при сохранении апертуры антенны и расстояния между антенными элементами, кратного половине длине волны, приводит к увеличению числа АЭ. В связи с этим, в системах 6G планируется применение технологии EX-MIMO (Extreme Massive Multiple Input Multiple Output) для адаптивного формирования луча.

В рамках EX-MIMO рассматривается несколько возможных конфигураций антенных решеток:

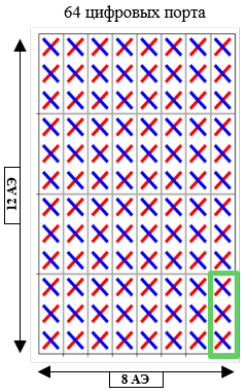


Рис. 1

Рис. 2

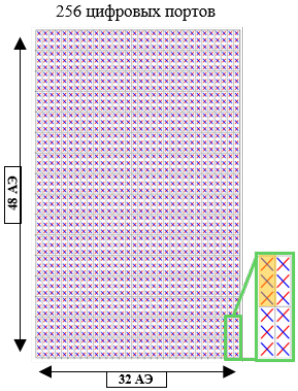


Рис. 3

- в диапазоне 7 ГГц – 768 антенн, подключенных к 256 цифровым портам (см. рис. 2);
- в диапазоне 13 ГГц – 3072 антенны, подключенных к 256 цифровым портам (см. рис. 3).

Цифровое и гибридное управление диаграммой направленности

Как упоминалось выше, в технологии M-MIMO, используемой в стандарте 5G (см. рис. 1), применяется полностью цифровое формирование диаграммы направленности. Оно реализуется за счет управления весовыми коэффициентами $w_{k_1,k_2}^{n,m}$, которые применяются к каждому цифровому порту:

$$w_{k_1,k_2}^{n,m} = e^{-i2\pi\frac{nk_1}{N_t O_1}} \cdot e^{-i2\pi\frac{mk_2}{M_t O_2}}, \quad (1)$$

где $\mathrm{N_t}, \mathrm{M_t}$ – количество цифровых портов по горизонтали и вертикали соответственно, n, m – индексы цифрового порта по горизонтали и вертикали, $\mathrm{k_1}, \mathrm{k_2}$ – индексы сформированных лучей по горизонтали и вертикали, $k_1 = 0 \dots (N_t O_1 - 1)$; $k_2 = 0 \dots (M_t O_2 - 1)$, O_1, O_2 – коэффициенты пересэмплировки лучей по горизонтали и вертикали. Пересэмплировка применяется для увеличения общего числа лучей, которые могут быть сформированы. Набор весовых векторов с разными индексами $\mathrm{k_1}$ и $\mathrm{k_2}$ образуют кодовую книгу, используемую для пространственного управления направлением лучом.

В технологии EX-MIMO, на примере конфигурации антенной решетки в диапазоне 7 ГГц (см. рис. 2), используется тот же метод управления диаграммой направленности, что и в 5G. Главное отличие заключается в увеличении общего числа цифровых портов в 4 раза (в 2 раза по горизонтали и 2 раза по вертикали), что позволяет формировать более узкую диаграмму направленности.

В конфигурации антенной решетки для диапазона 13 ГГц подключение цифрового порта изменяется до 6 антенных элементов по вертикали и 2 по горизонтали (см. рис. 3). Диаграмма направленности для каждого такого цифрового порта формируется аналоговым способом, с помощью 4 фазовращателей. Каждый фазовращатель управляет фазой группы АЭ, состоящей из 3 соседних антенн по вертикали (см. жёлтый прямоугольник на рис. 3), и обеспечивает одинаковый фазовый сдвиг внутри группы. Фазовращатели позволяют изменять фазу сигнала, поворачивая луч в одно из шести фиксированных направлений (см. рис. 4). На уровне всей антенной решетки цифровые порты управляются с помощью весовых векторов, выбираемых из кодовой книги, что обеспечивает дополнительное цифровое управление диаграммой направленности. В результате, формирование луча осуществляется гибридным способом за счет аналогового и цифрового методов.

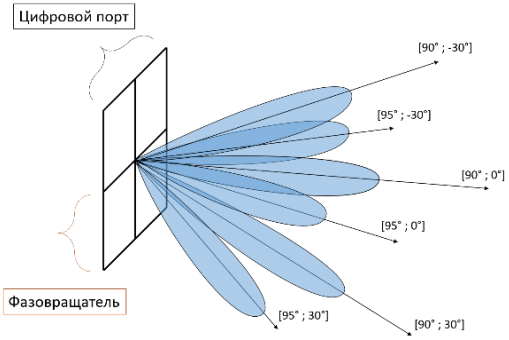


Рис. 4

Моделирование и результаты

Для моделирования беспроводного канала связи был выбран метод трассировки лучей. Использована библиотека «Sionna» на языке программирования Python, которая позволяет реализовать моделирование распространения сигнала в условиях, приближенных к реальному городскому окружению. В процессе моделирования учитывались физические эффекты отражения от поверхности, дифракция, а также различные материалы стен, крыш и земли.

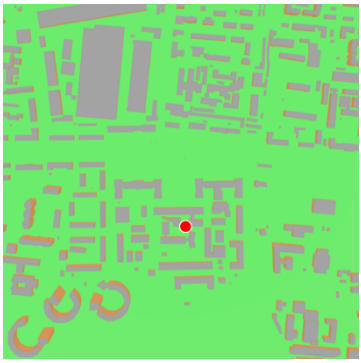


Рис. 5

Для проведения эксперимента была построена трехмерная модель городской застройки в районе студенческого городка ННГУ им. Н.И. Лобачевского (см. рис. 5). Базовая станция размещалась на крыше корпуса №4, на высоте 20 метров от уровня земли. В области 500 x 900 метров вокруг базовой станции были размещены приемные антенны на высоте 1 метра. В качестве метрики для оценки покрытия 5G и 6G использовался RSRP (Reference Signal Received Power), измеряемый в дБм. Распределение RSRP при использовании фиксированного луча из кодовой книги отображено с помощью градиентной цветовой шкалы (см. рис. 6, 7 и 8), где красный цвет соответствует высокой мощности принимаемого сигнала, а синий – низкой. Мощность, подводимая к передающей антенне, была одинаковая для всех трех конфигураций антенн.

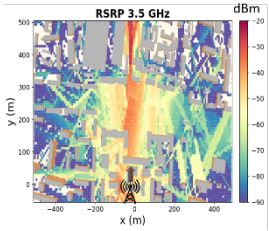


Рис. 6

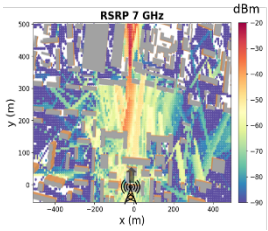


Рис. 7

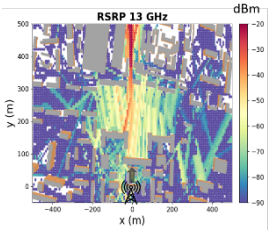


Рис. 8

Результаты моделирования показывают, что при использовании технологии EX-MIMO, при переходе к более высоким частотам, главный лепесток диаграммы направленности сужается, тем самым охватывает меньшее число пользователей. Это подтверждается уменьшением оранжевых точек на графиках (см. рис. 6, 7 и 8).

Далее рассмотрим результаты адаптивного управления диаграммой направленности. Методы формирования лучей описаны выше. В пределах той же области покрытия, в каждой точке выбирается оптимальный весовой вектор из кодовой книги, который формирует луч, максимизирующий принимаемую мощность сигнала (см. рис. 9). Для анализа качества покрытия была построена интегральная функция распределения. Из полученного распределения видно, что все рассматриваемые системы обеспечивают

примерно одинаковое количество пользователей с высокой принимаемой мощностью (> -40дБм).

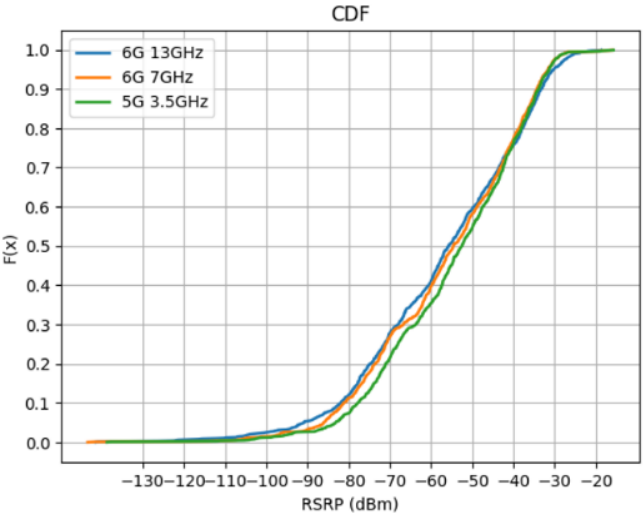


Рис. 9

Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что сохранение апертуры антенны, при переходе на более высокие частоты с применением технологии EX-MIMO в системах 6G, позволяет примерно сохранить зону покрытия базовой станции. Для этого необходимо использовать цифровое или гибридное управления диаграммой направленности, обеспечивающее необходимую гибкость в формировании лучей.

[1] Astely D. et. al. "Meeting 5G network requirements with Massive MIMO," Ericsson Technology Review. Vol. 2022. No. 1. pp. 2–11, 2022.
[2] Lee K. et. al. "Extreme massive MIMO for upper-mid band 6G communications," Proc. of 13th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), pp. 997–999, 19–21 Oct. 2022.
[3] https://nvlabs.github.io/sionna
[4] https://github.com/manoj-kumar-joshi/sionna_osm_scene.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АКТИВНОГО ГАШЕНИЯ ВИБРАЦИЙ

В.А. Карасева, А.В. Львов, А.Г. Окунев

ИПФ РАН

Введение

Рост масштабов промышленного производства при одновременном росте точности отдельных технологических процессов предъявляет повышенные требования к допустимым уровням вибрационных полей в элементах сооружений, производственного оборудования и конечных изделий. Отдельное внимание уделяется вопросам повышения комфортности персонала предприятий, пассажиров транспортных средств и снижения «вибрационного загрязнения» окружающей среды. Широко распространенным средством борьбы с нежелательными вибрациями является использование пассивных амортизаторов. Однако их применение часто ограничено в связи с малой эффективностью на низких частотах и значительными массогабаритными параметрами. Использование систем активного гашения вибраций позволяет гибко управлять вибрационными полями в широком диапазоне частот и пространственных конфигураций.

В основе работы систем активного гашения лежит формирование «противофазного» компенсирующего воздействия на элементы механических систем. При этом генерация компенсирующего воздействия осуществляется с учетом сигналов с датчиков остаточных вибраций, размещаемых в определенных точках системы. Формирование компенсирующего воздействия чаще всего производится цифровыми системами, осуществляющими преобразование при помощи адаптивных фильтров сигналов с опорных датчиков, располагаемых рядом с источниками виброактивости. В основе алгоритмов формирования часто лежит широко известный адаптивный алгоритм Filtered-X LMS (FxLMS) [1]. При этом к системе обработки и формирования сигналов предъявляются достаточно высокие требования в плане вычислительной мощности при одновременной необходимости работы в реальном времени. Нами предложен способ реализации систем активного гашения, в котором адаптивная фильтрация опорного сигнала производится в системе реального времени (реализуемой на ПЛИС), а расчет параметров фильтров осуществляется при помощи ЭВМ общего назначения. Такой подход позволил упросить и удешевить аппаратные средства, используемые для реализации системы активного гашения и обеспечил возможность создания распределенных систем активного гашения, подстраиваемых под конкретных механические системы.

Архитектура системы активного гашения

Структурная схема системы активного гашения приведена на рис. 1.

Как уже упоминалось, предлагаемая архитектура системы активного гашения состоит из двух частей: подсистемы 1 для формирования компенсирующих сигналов из опорных, реализованной на ПЛИС и подсистемы 2 для вычисления коэффициентов формирующих фильтров, реализованной на ПЭВМ общего назначения.

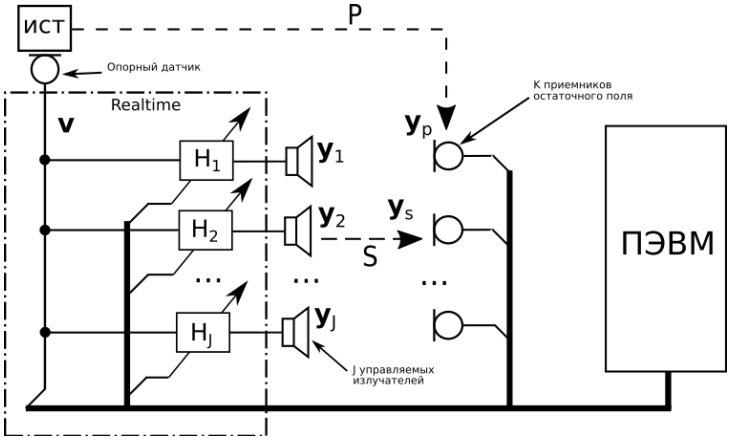


Рис. 1

Алгоритм работы системы подробно рассмотрен в [2,3]. Он основывается на минимизации мощности сигналов **e**, регистрируемых датчиками остаточных вибраций. Все вычисления производятся в частотной области

$$\boldsymbol{e}^H\boldsymbol{e} \underset{\boldsymbol{W}}{\rightarrow} min$$

$$\boldsymbol{e} = \boldsymbol{y}_p + \boldsymbol{y}_s = \boldsymbol{P}\boldsymbol{v} + \boldsymbol{S}\boldsymbol{y} = \boldsymbol{P}\boldsymbol{v} + \boldsymbol{S}\boldsymbol{W}\boldsymbol{v},$$

где $\mathbf{y}_p$ – регистрируемые датчиками вибрации компенсируемого источника, $\mathbf{y}_s$ – вибрации, создаваемые компенсирующими излучателями, **v** – опорный сигнал, **y** – сигнал, подаваемый на компенсирующие излучатели, **P** и **S** – передаточные матрицы от компенсируемого и компенсирующих источников до датчиков остаточных вибраций соответственно, **W** - передаточная матрица формирующих фильтров.

Задача минимизации решается в частотной области методом МНК относительно передаточных матриц формирующих фильтров **W**, которые затем поканально переводятся во временную область при помощи обратного преобразования Фурье и передаются в подсистему 1. В связи с тем, что решение зависит только от параметров системы (**S** и **P**), а не конкретных временных реализаций сигналов [1], настройку можно выполнять по записанным выборкам опорных сигналов и сигналов с датчиков остаточных вибраций, используя внешнюю ПЭВМ, подключенную к подсистеме 1 при помощи Ethernet соединения. При этом важно соблюдать только синхронность записи выборок с отдельных датчиков без необходимости обновления коэффициентов формирующих фильтров в реальном времени, как в алгоритмах, основанных на базе FxLMS.

Часто полученные коэффициенты формирующих фильтров **H**, вычисленные по предложенному алгоритму имеют некаузальную составляющую, т.е. решение оказывается физически нереализуемым. Для борьбы с этим эффектом использовался метод, заключающийся в обнулении некаузальной части **H** и итерационном обновлении

решения по отсчетам остаточного поля. При этом на следующей итерации вместо отсчетов компенсируемого сигнала $\mathbf{y_p}$ используются отсчеты остаточного поля: $\mathbf{y_p} \leftarrow \mathbf{y_p} + \mathbf{SWv}$, а вычисленное решение суммируется с решением, полученным на предыдущей итерации $\mathbf{H} \leftarrow \mathbf{H} + \mathrm{FFT}^{-1}(\mathbf{W})$. Данный способ позволяет достичь более глубокого уровня подавления.

Описание экспериментальной установки и результаты экспериментального исследования

Фотография экспериментальной установки приведена на рис. 2. Показана конфигурация для гашения вибраций, передаваемых на верхнюю платформу от основания.

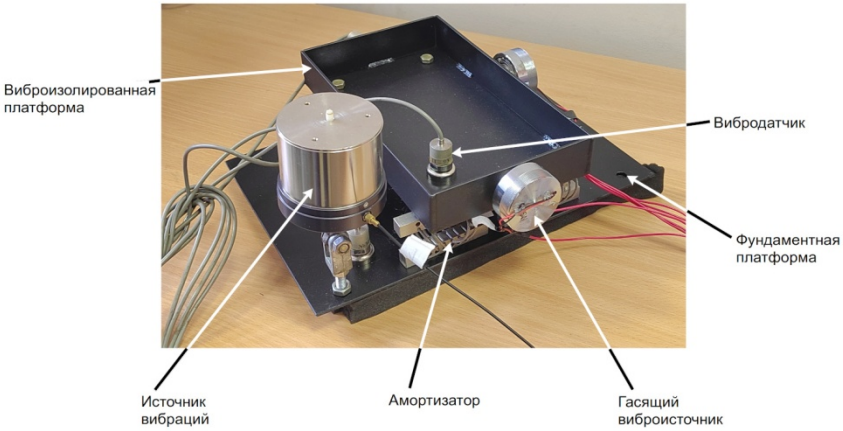


Рис. 2

Установка состояла из двух металлических платформ, связанных амортизаторами. При помощи крепежных элементов производилась установка вибродатчиков и виброисточников в требуемые точки конструкции. Была предусмотрена возможность изменения количества используемых вибродатчиков и виброисточников и замены типов амортизаторов.

Датчики и виброисточники подключались к многоканальному устройству ввода и формирования сигналов (БВФС), построенного на базе ПЛИС Cyclone V 5CEFA9F23C8, фирмы Intel (ранее Altera) и многоканальных АЦП и ЦАП. Управление работой БВФС и взаимодействие с управляющей ПЭВМ по интерфейсу Ethernet обеспечивалось при помощи сигнального процессора BlackFin ADSP-BF537 фирмы Analog Devices. Обработка сигналов с датчиков и вычисление коэффициентов формирующих фильтров производилась на управляющей ПЭВМ. Согласование выходов ЦАП БВФС с виброисточниками производилось при помощи многоканального усилителя мощности класса D на базе микросхем TPA3251 фирмы Texas Instruments. Конструкция экспериментальной установки позволяла, как исследовать возможности виброизоляции верхней платформы от внешних вибрационных воздействий, так и возможности по

снижению воздействия виброактивного оборудования на основание размещением источника вибраций на нужной платформе (нижней и верхней соответственно).

Проверка работоспособности предложенной системы производилась на шумоподобных вибрациях с полосой 60...100 Гц. Возбуждалась нижняя платформа, контролировались уровни вибраций на верхней платформе. Опорный сигнал отводился с канала формирователя БВФС, к которому подключен компенсируемый виброисточник. Зависимости амплитуд сигналов на датчиках остаточных вибраций от времени в процессе настройки коэффициентов формирующих фильтров показаны на рис. 3, спектры сигналов на одном из датчиков до и после включения компенсации показаны – на рис. 4.

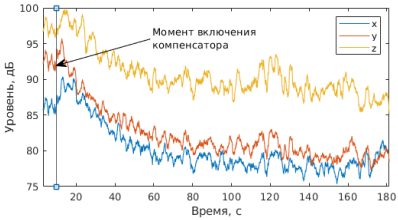


Рис. 3

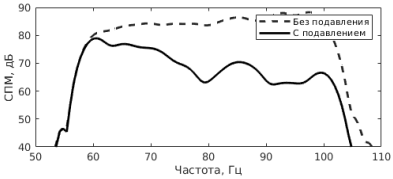


Рис. 4

Снижение уровня вибраций в этом случае достигало 7…10 дБ во всей полосе и до 20 дБ на отдельных частотах.

Заключение

Проведенная проверка показала работоспособность предложенного подхода по реализации аппаратных средств активного гашения вибраций. В настоящее время ведутся работы по обоснованию количества и мест расположения вибродатчиков и компенсирующих виброисточников и учету влияния обратной связи от компенсирующих виброисточников до опорного канала.

[1] Kuo S.M., Morgan D.R. Active noise control: a tutorial review // Proceedings of the IEEE. 1999. Vol. 87, no. 6. P. 943. https://doi.org/10.1109/5.763310.

[2] Karaseva V.A., Lvov A.V., Rodionov A.A. Frequency-Domain Wideband Acoustic Noise Cancellation System // Journal of Applied Mathematics and Physics. 2023. Vol. 11, No. 8. P. 2523. https://doi.org/10.4236/jamp.2023.118163.

[3] Львов А.В., Родионов А.А., Кутузов Н.А., Карасева В.А. Способ активного гашения вибраций – Патент РФ 2798744 - 26.06.2023.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРОГОВЫХ ЗНАЧЕНИЙ ОСШ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛА ПРИХОДА СИГНАЛА В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская, М.М. Катков, В.А. Сергеев, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Актуальность темы исследования

Точное определение направления на источник сигнала является классической задачей, имеющей большое практическое значение для радиолокации, гидролокации, радиосвязи, радионавигации и других смежных областей. Для теоретического анализа точности оценивания углов прихода сигнала (angle-of-arrival, AoA) обычно рассматриваются эквидистантные линейные антенные решётки, состоящие из идентичных всенаправленных антенных элементов, для которых относительно легко находятся теоретически минимальные дисперсии оценок, определяемые нижними границами Крамера-Рао (CRB) [1],[2]. При этом в качестве моделей полезного сигнала используются детерминистская или случайная модели, а алгоритмы оценивания реализуются на основе метода максимального правдоподобия (МП). Известно, что МП оценки при определенных условиях регулярности функции правдоподобия являются асимптотически эффективными и при увеличении отношения сигнал/шум (SNR) их дисперсии достигают CRB. В то же время, при малых SNR возникают аномально большие ошибки, дисперсии которых существенно превышают CRB [3],[4].

До настоящего времени не разработан надежный аналитический аппарат, позволяющий находить конкретные значения SNR_{th} и тем самым определять зоны параметров систем оценивания, при которых МП-оценки являются эффективными [3],[4].

В представленной работе путем интенсивного симулирования решается задача нахождения пороговых значений SNR_{th}, ниже которых возникают аномально большие ошибки оценивания углов прихода детерминированных полезных сигналов в многоэлементных линейных антенных решетках. На основе этого находятся зоны SNR и значения параметров системы оценивания (число антенных элементов M и объем выборки *N*), при которых МП оценки, полученные с помощью разработанного итеративного алгоритма, являются эффективными.

Постановка задачи

Рассматривается вектор-сигнал x[n] (где n = 1, 2, …, *N*) размером $M\times1$, который принимается эквидистантной линейной антенной решеткой, состоящей из M идентичных всенаправленных антенных элементов, с расстоянием между элементами d. Уравнение, описывающее принимаемые сигналы на элементах АР, может быть представлено в следующем векторном виде:

$$X[n] = a[n]s + \xi[n], \qquad (1)$$

где:

- $a[n]\boldsymbol{s}$ – комплексный вектор полезного сигнала на элементах антенной решетки,
- $a[n]$ – комплексная амплитуда сигнала,

- $\boldsymbol{s} = (s_1, \dots, s_M)^T$ – случайный вектор плоского волнового фронта, зависящий от угла прихода,
- $\xi = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$ – случайный вектор комплексного гауссовского шума $\xi[n] \sim CN(0,\ \sigma^2 \boldsymbol{I})$, компоненты которого независимые, одинаково распределены, с нулевым средним значением и дисперсией σ^2.

В качестве полезного детерминированного сигнала $a[n]$ использовался сигнал с псевдослучайной двоичной фазовой манипуляцией $[0, \pi]$, известной на приемнике в момент времени n, и постоянной амплитудой. Аддитивный шум в однолучевом канале моделировался как комплексный гауссовский случайный процесс.

Задача состоит в том, чтобы получить эффективные оценки AoA полезного сигнала на основе наблюдаемых *N*-выборок вектора x[n] (1).

МП Алгоритмы оценивания

Известно [3], что пороговые значения SNR, при превышении которых СКО МП оценок достигают предельных теоретических значений, зависят от конкретных алгоритмов, с помощью которых они находятся. Различные алгоритмы оценок параметров плоского волнового фронта детерминированных сигналов в линейных антенных решетках (АР) были подробно исследованы в работе авторов [5].

В последующих работах авторах [6],[7] были проведены более подробные исследования и было показано, что прямые итеративные алгоритмы, реализующие МП оценки углов прихода стохастических сигналов имеют более низкие пороговые значения SNR, чем многошаговые. Однако сами пороговые значения SNR, при которых достигаются предельные теоретические точности оценок CRB не были определены.

В связи с вышеизложенным, в настоящей работе было принято решение использовать прямой итеративный алгоритм, модифицированный для нахождения МП оценок угла прихода детерминированных сигналов, известных на приемнике по крайней мере с точностью до начальной фазы.

При этом, начальной оценкой итеративного алгоритма являлся вектор сигналов, полученных с каждого антенного элемента после их согласованной обработки в согласованных фильтрах.

Результаты моделирования

Симуляции выполнялись в среде Matlab для АР с различным числом антенных элементов M и различных объемах выборок *N*. Пороговые значения SNR_{th} находились как значения, при которых СКО оценок углов прихода полезного сигнала превышали теоретические нижние границы Крамера-Рао (CRB) на 10%.

На рис. 1 приведена зависимость пороговых значений SNR_{th} от основных параметров схемы оценивания числа антенных элементов *M* и объема выборки *N* в логарифмическом масштабе, а в таблице 1 приведены соответствующие им точные пороговые значения SNR_{th}.

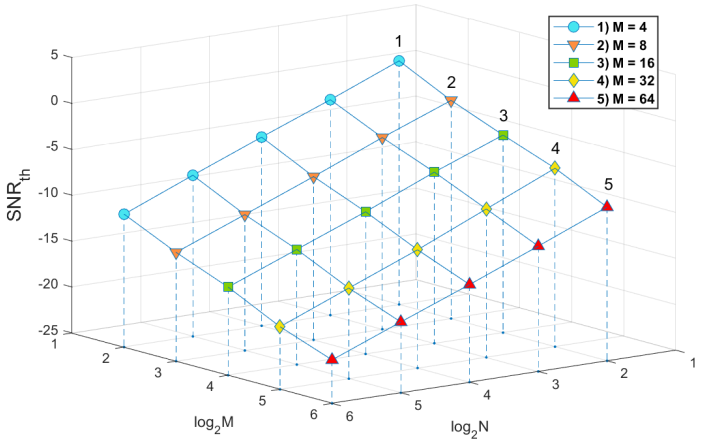


Рис. 1

Табл. 1

M\N	4	8	16	32	64
4	1.54	-1.53	-4.45	-7.44	-10.53
8	-1.24	-4.13	-7.22	-10.20	-13.15
16	-3.48	-6.36	-9.51	-12.45	-15.39
32	-5.56	-8.84	-12.12	-15.14	-18.18
64	-8.25	-11.35	-14.37	-17.29	-20.26

Из результатов, приведенных на рис. 1 и в табл. 1 следует, что значения SNR_{th} находятся в линейной зависимости от $\log_2 M$ и $\log_2 N$. Этот результат позволяет путем аппроксимации данных, приведенных в табл. 1, легко находить пороговые значения SNR_{th} для линейных, эквидистантных АР с любым числом элементов M и любом объеме выборки N.

Вывод

В данной работе путем численного моделирования найдены пороговые значения SNR и определены зоны значений параметров линейной АР, позволяющие эффективно оценивать угол прихода детерминированного сигнала с помощью предложенного итеративного алгоритма. Предложен метод строгого определения пороговых значений отношений сигнал/шум на основе заданного относительного превышения СКО оценок теоретически предельных нижних границ Крамера-Рао, найденных аналитически. Выявлено простое соотношение между основными характеристиками системы оценивания. Полученные результаты позволяют определять зоны эффективности МП-оценок для антенных решеток с произвольным числом элементов и произвольным объемом выборки.

[1] Cramer H. Mathematical Methods of Statistics. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1946.
[2] Rao C.R., Linear Statistical Inference and Its Applications. – New York: Wiley, 1946.
[3] Van H.L. Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory. – New York, NY: Wiley, 2001.
[4] Athley F. “Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators,” IEEE Trans. Signal Process. 2005. Vol. 53, no. 4. P. 1359 doi: 10.1109/TSP.2005.843717.
[5] Bolkhovskaya O., Maltsev A., and Sergeev V. “The wavefront estimation and signal detection in multi-element antenna arrays at low SNR,” in 2018 2nd Eur. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci. (EECS), Bern, Switzerland. 2018. P. 497.
[6] Bolkhovskaya O., Maltsev A., and Sergeev V. “Joint detection and the AoA estimation of noncoherent signals in multi-element antennas,” in 2019 Int. Symp. Perform. Eval. Comput. Telecommun. Syst. (SPECTS), Berlin, Germany, Jul. 22–24, 2019, pp. 1–6. doi: 10.23919/SPECTS.2019.8823557.
[7] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev V., Keusgen W., and Peter M. “Accurate iterative algorithm for detection and the signal AoA estimation in low SNR region,” in 2019 4th Int. Conf. Comput., Commun. Secur. (ICCCS), Rome, Italy, Oct. 10–12, 2019, pp. 89–95. doi: 10.1109/CCCS.

МЕТОД ОЦЕНКИ НАЧАЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

О.А. Морозов, М.А. Налчаджян

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одной из актуальных задач радиолокации является пассивное местоопределение излучающего объекта. В отличие от активной радиолокации, данный подход заключается в регистрации собственного излучения объекта без зондирования последнего и дальнейшей обработке полученных данных для извлечения целевой информации [1].

В современной радиолокации все большее распространение получают многопозиционные радиолокационные системы, использующие в качестве приемников или ретрансляторов сигналов искусственные спутники Земли [2, 3]. Такие системы обладают рядом преимуществ (возможность создания зоны действия требуемой конфигурации, повышенная разрешающая способность, глобальность рабочей зоны и др.) и позволяют более эффективно извлекать информацию о наблюдаемом объекте, благодаря совместной обработке сигнала источника радиоизлучения (ИРИ), регистрируемого синхронизированными приемными станциями в разных точках пространства.

Одним из наиболее распространенных методов пассивной оценки координат ИРИ является разностно-дальномерный, подразумевающий оценку разности времен прихода сигнала в несколько точек приема [1, 2]. Традиционно задача оценки взаимной временной задержки принятых сигналов решается анализом их взаимной функции неопределенности (ВФН), которая позволяет оценивать и компенсировать в том числе относительный частотный сдвиг сигналов, связанный с эффектом Доплера, неизбежно возникающем в системах, содержащих спутниковые приемники или ретрансляторы.

Разностно-доплеровский метод, в свою очередь, предполагает оценку взаимных доплеровских смещений спектров принятых сигналов. Несмотря на то, что обычно эта информация используется для определения скорости движущегося объекта, в условиях недостатка навигационной информации и движущихся приемников или ретрансляторов (космических аппаратов), из нее можно извлечь информацию о пространственном положении неподвижного объекта [1, 2].

Упомянутые методы пассивного местоопределения ИРИ требуют наличия минимум трех или более приемных станций, однако на практике может оказаться, что доступны только два космических аппарата, а остальные, например, находятся вне зоны видимости объекта. В этом случае можно говорить лишь о линии положения объекта, либо использовать другие методы, требующие длительного накопления статистических данных.

Для решения проблемы неоднозначности при оценке координат объекта в условиях ограниченной до двух элементов спутниковой группировки, в работе предлагается совместное применение разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов (далее «совместный» метод). Благодаря эффективному учету всей имеющейся навигационной информации по данным двух приемных станций (спутников) и допущению о расположении объекта на поверхности Земли, можно получить приближенную, но однозначную оценку координат ИРИ.

Совместный метод подразумевает решение системы нелинейных алгебраических уравнений (1), состоящей из уравнений разностно-дальномерного, разностно-доплеровского методов и уравнения поверхности Земли (эллипсоид Крассовского):

$$\begin{cases} |\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1| - |\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_2| = c\Delta t_{12}; \\ \dfrac{\left(\boldsymbol{V}_1, (\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1)\right)}{|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1|} - \dfrac{\left(\boldsymbol{V}_2, (\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_2)\right)}{|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_2|} = \dfrac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1}; \\ c + \dfrac{\left(\boldsymbol{V}_1, (\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1)\right)}{|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1|} \\ \dfrac{x_M^2 + y_M^2}{a} + \dfrac{z_M^2}{b} = 1; \end{cases} \quad (1)$$

где $\boldsymbol{r}_M = \{x_M, y_M, z_M\}$ – координаты объекта на модели земной поверхности; $\boldsymbol{V}_i$ – скорость i-го спутника (i = 1,2); $\boldsymbol{r}_i = \{x_i, y_i, z_i\}$ –координаты i-го спутника; $|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_i|$ – расстояние между положением объекта и i-м спутником; $\Delta\omega_{12} = \omega_1 - \omega_2$ – взаимный доплеровский сдвиг; ω_1 – частота сигнала, принимаемого 1-м спутником; Δt_{12} – взаимная временная задержка прихода сигнала от источника в 1-й и 2-й спутники; c - скорость света; a, b – большая и малая полуоси эллипсоида.

Одним из эффективных способов решения систем нелинейных уравнений является минимизация функционала суммы квадратов ошибок, например, локальными оптимизационными методами, с начальным приближением близким к глобальному оптимуму [4]. Согласно системе (1), функционал ошибок может быть записан следующим образом:

$$\begin{cases} \Phi(x_M, y_M, z_M) = k_{\text{РДМ}} \left(\dfrac{|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1| - |\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_2|}{c\Delta t_{12}} - 1 \right)^2 + \\ + k_{\text{РДопМ}} \left(\dfrac{\boldsymbol{V}_1^r(\boldsymbol{r}_M) - \boldsymbol{V}_2^r(\boldsymbol{r}_M)}{c + \boldsymbol{V}_1^r(\boldsymbol{r}_M)} \cdot \dfrac{\omega_1}{\Delta\omega_{12}} - 1 \right)^2 + \left(\dfrac{x_M^2 + y_M^2}{a} + \dfrac{z_M^2}{b} - 1 \right)^2; \\ \boldsymbol{V}_i^r(\boldsymbol{r}_M) = \dfrac{\left(\boldsymbol{V}_i, (\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_i)\right)}{|\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_i|}. \end{cases} \quad (2)$$

При наличии достоверной информации о точностях измерения навигационных параметров и, соответственно, предполагаемой точности метода, можно варьировать весовые коэффициенты $k_{РДМ}$ и $k_{РДопМ}$ в (2): чем больше точность измерения, тем больше вес. В рамках данной работы коэффициенты принимаются равными единице.

При реализации данного оптимизационного подхода к решению системы (1) остается открытым вопрос о выборе начального приближения. Его близость к истинному положению источника излучения, может ускорить итерационную процедуру оптимизации: потребуется меньше шагов для достижения требуемой точности. В качестве начального приближения в работе предлагается использовать решение системы уравнений совместного метода (1), приведенной к линейному виду.

Для приведения к линейному виду системы уравнений (1) используется математический прием, аналогично [5]. Вводится новый параметр s, имеющий смысл расстояния от одной из точек приема неизвестного сигнала до его источника:

$$s = |\boldsymbol{r}_M - \boldsymbol{r}_1| = \sqrt{(x_M - x_1)^2 + (y_M - y_1)^2 + (z_M - z_1)^2}. \quad (3)$$

После проведения математических преобразований с учетом введенного параметра *s* (3), система уравнений (1) может быть сведена к линейной, относительно искомых координат (x_M, y_M, z_M). При этом для приведения к линейному виду третьего уравнения системы (1) необходимо принять сферическое приближение поверхности Земли ($a=b=R_3$, R_3 – средний радиус Земли). В матричной форме линейная система выгладит следующим образом:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} 2(x_1 - x_2) & 2(y_1 - y_2) & 2(z_1 - z_2) \\ \sigma V_{1x} - \gamma V_{2x} & \sigma V_{1y} - \gamma V_{2y} & \sigma V_{1z} - \gamma V_{2z} \\ 2x_1 & 2y_1 & 2z_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_M \\ y_M \\ z_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c\Delta t_{12}(c\Delta t_{12} - 2s) + |\boldsymbol{r_1}|^2 - |\boldsymbol{r_2}|^2 \\ \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1} c + \sigma(\boldsymbol{r_1}, \boldsymbol{V_1}) - \gamma(\boldsymbol{r_2}, \boldsymbol{V_2}) \\ -s^2 + R_3^2 + |\boldsymbol{r_1}|^2 \end{pmatrix}; \\ \sigma = \frac{1}{s}\left(1 - \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1}\right), \gamma = \frac{1}{s - c\Delta t_{12}}; \\ |\boldsymbol{r_1}|^2 = x_1^2 + y_1^2 + z_1^2, |\boldsymbol{r_2}|^2 = x_2^2 + y_2^2 + z_2^2. \end{cases} \quad (4)$$

Для получения искомой оценки координат объекта необходимо подставить в выражение (3) решение системы уравнений (4), полученное относительно введенного параметра s: $x_M(s)$, $y_M(s)$ и $z_M(s)$, и найти корни получившегося уравнения относительно параметра s:

$$As^6 + Bs^5 + Cs^4 + Ds^3 + Es^2 + Fs + G = 0, \quad (5)$$

где *A, B, C, D, E, F, G* – числовые коэффициенты, полученные после подстановки решения линейной системы уравнений (4) в уравнение (3).

В силу физической постановки задачи уравнение (5) имеет хотя бы один действительный корень. При наличии нескольких корней выбирается тот действительный, которому соответствует меньшее значение функционала ошибок (2).

Для компьютерного моделирования предложенного метода, была выбрана ограниченная спутниковая группировка, состоящая из двух спутников. Один «выведен» на геостационарную орбиту (долгота точки стояния 30° в. д.), другой на высокоэллиптическую орбиту типа «Молния» (долгота апогея 55° в. д.). Координаты объекта заданы на территории г. Нижнего Новгорода (56.3287 с. ш., 44.002 в. д.). При проведении компьютерных экспериментов координаты и скорости спутников последовательно выбирались из набора данных рассчитанных орбит. Для каждого момента времени моделировалось измерение навигационных параметров: на основе системы уравнений (1) были рассчитаны навигационные параметры метода и искусственно добавлены поправки в пределах заданной погрешности.

Для исследования точностных характеристик совместного метода местоопределения ИРИ были построены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки координат объекта от погрешностей определения навигационных параметров: взаимной временной задержки и взаимного доплеровского смещения частоты сигналов. На рис. 1 и 2 приведены эти зависимости, полученные на основе линейной (4) и нелинейной (1) систем уравнения совместного метода. При исследовании влияния ошибок измерения одного навигационного параметра на точность местоопределения, остальные полагались известными точно.

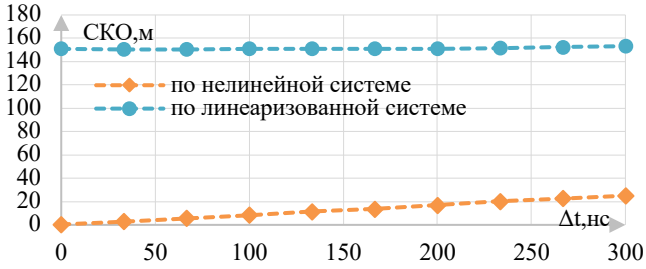


Рис. 1

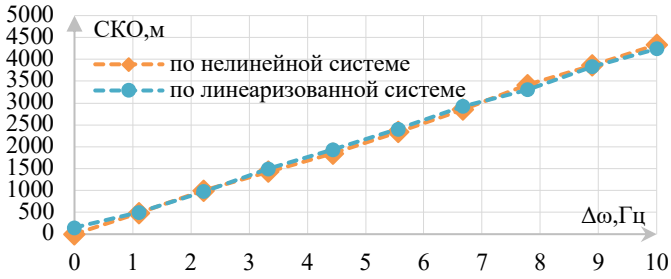


Рис. 2

Несмотря на то, что линейная система уравнений (4) дает менее точную оценку координат излучающего объекта, чем нелинейная (1), ее решение может быть эффективно использовано в качестве начального приближения при решении нелинейной системы уравнений (1) методами локальной оптимизации. Было рассчитано среднее время работы алгоритма при двух вариантах начального приближения: первый – решение системы, сведенной к линейному виду, второй – центр области пересечения зон прямой видимости спутников. При выборе первого варианта начального приближения наблюдается ускорение процедуры оценки положения ИРИ в 3-4 раза.

[1] Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации – М.: Радио и связь, 1992, 304 с.
[2] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация – М.: Радио и связь, 1993, 416 с.
[3] Козлов А.В., Пестряков А.В. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных ARGOS. // Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 2. С. 36.
[4] Каханер Д., Моулер К., Нэш С. Численные методы и математическое обеспечение. – М.: Мир, 1998, 575 с.
[5] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. 2014. № 4(32). С. 71.

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ 6G NTN.

А.С. Овчаров, А.Д. Козлов, А.В. Елохин, В.С. Сергеев, А.А Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В данной работе произведена оценка пропускную способность в двух моделях NTN (Non-Terrestrial Network) системах связи:

- Система связи с одним спутником, оценка пропускной способности
- Система связи группы из семи спутников,

Постановка задачи

В спутниковых системах связи используется понятие соты, при моделировании каждая сота представляет из себя правильный шестиугольник. В моделируемой NTN системе считается, что спутник может создавать несколько лучей, направленных под разными углами к земной поверхности. Считаем, что на спутнике находятся зеркальные антенны с несколькими облучателями, каждый луч соответствует одному облучателю. Зона покрытия одного луча эквивалентна соте, которая обслуживается одной базовой станцией. Антенны на устройствах пользователей – всенаправленные (omni) с поляризацией $\pm 45^{\circ}$.

Параметры канала связи рассчитывались с использованием знаний о сценарии моделирования, несущей частоте, полосе частот и высоты орбиты спутников. Наша система спутников находится на низкой земной орбите (LEO).

Количества лучей, установлено в 3GPP документации [1].

Для оценки пропускной способности необходимы знания о количестве пользователей, обслуживаемых одним лучом, рассчитанные значения SNR – Signal-Noise-Rate (ОСШ) и SINR – Signal-Interference-Noise-Rate (ОССШИ) для каждого пользователя, информация о типах используемых модуляций и способах кодирования.

Все данные моделирования приведены ниже (табл. 1)

Табл. 1

Сценарий измерения	Dense Urban (Плотная городская застройка)
Несущая частота, ГГц	2
Полоса частот, МГц	30
Высота орбиты, км	600
Количество лучей	61; 469
Типы модуляции	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Способ кодирования	LDPC-коды

Моделирование канала производилось в соответствии с 3GPP отчётах [2]-[3].

Модель канала строится как сумма многолучевых кластеров, каждый из которых имеет свою задержку, углы отправления и прихода и доплеровский сдвиг.

Параметры модели генерируются на основе выбранного сценария (город, пригород или малонаселенная местность), с учетом пространственного затухания, рассеяния в газовой среде и направленности антенн, формируя временно-пространственную матрицу канала для MIMO-систем.

При моделировании также было учтено:

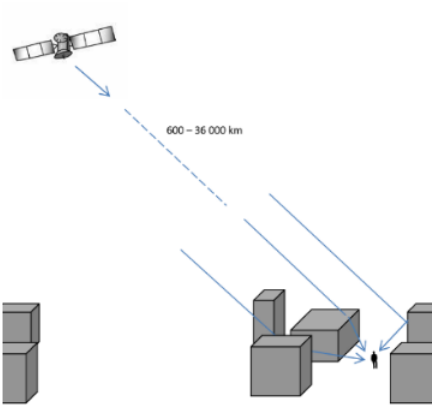


Рис. 1

Наличие прямого луча распространения (Райсовский канал) (4. 1); эффекты затенения, переотражения, поляризации, разброс фаз сигналов прихода; рассчитаны канальные коэффициенты, потери при прохождении сигнала в свободном пространстве.

При расчёте учитываются значения диаграмм направленности на передающей (tx) и приёмной (rx) сторонах при известных углах ухода (AOD и ZOD) и прихода (AOA и ZOA). Также свой вклад вносит поляризация и смещения по фазам. Учитывается доплеровский сдвиг.

Потери при прохождении в свободном пространстве получаем с помощью формулы (1):

$$FSPL = 32.45 + 20\log_{10} f_c + 20\log_{10} d. \quad (1)$$

В формуле (2) d – расстояние между спутником и пользователем определяется следующим выражением:

$$d = \sqrt{R_E^2 \sin^2 \alpha + h_0^2 + 2h_0 R_E} - R_E \sin \alpha\,. \quad (2)$$

R_E – радиус Земли, α – угол между направлением спутника на пользователя и касательной к поверхности Земли в точке нахождения пользователя (рис. 2).

Кроме потерь в свободном пространстве мы учитывали затенения SF (Shadow Fading), имеющее нормальное распределение, а также CL (Cluster Losses) – для многолучевого канала.

Учитывая все вышесказанные составляющие потерь в канале, можно записать формулу расчёта базовых потерь (basic path loss) в децибелах – формула (3).

$$PL_b = FSPL(d, f_c) + SF + CL(\alpha, f_c). \quad (3)$$

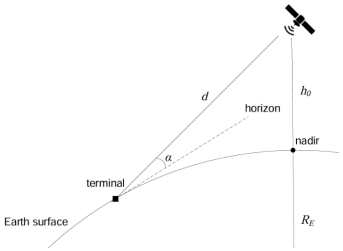


Рис. 2

При учёте поляризации мы задавали параметр XPR (Cross-Polarization Power Ratio) — это отношение мощности сигнала в одной поляризации к мощности в ортогональной поляризации, формула (4).
$X_{n,m} \sim N(\mu_{XPR}, \sigma^2_{XPR})$ – величина, распределённая по нормальному закону, математическое ожидание и СКО, которого определены в таблицах [3].

$$\kappa_{n,m} = 10^{X_{n,m}/10} \quad (4)$$

Геометрические распределения:

В ходе моделирования были получены географические распределения Throughput для одного спутника и группы из семи спутников (рис. 3а, 3в – 61 луч, рис. 3б, 3г – 469 лучей).

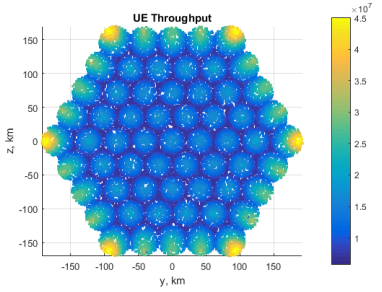


Рис. 3а

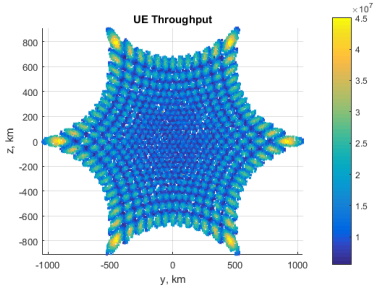


Рис. 3б

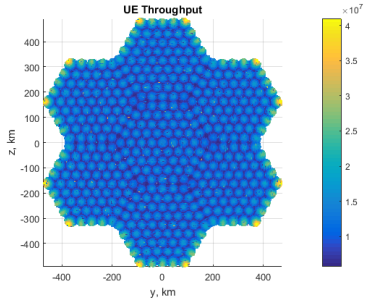


Рис. 3в

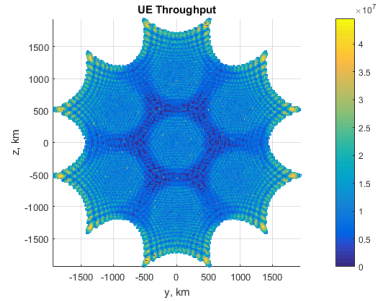


Рис. 3г

Распределения позволяют оценить диапазоны значений Throughput для пользователей, находящихся в различных районах обслуживания спутниками. Из приведённых распределений видно, что наибольшие значения пропускной способности имеют пользователи, размещённые по краям полной зоны обслуживания за счёт меньшей интерференции. Пользователи, находящиеся на границах зон отдельных спутников (cell edge users), имеют наименьшую пропускную способность, соответственно – худшее качество связи.

Модель трафика:

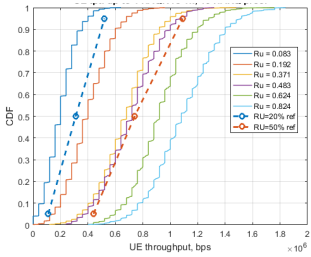


Рис. 4

Кроме геометрических учёта интерференции, мы оценили пропускную способность одного спутника на основе модели трафика FTP – 3 [4].

Модель трафика FTP-3 используется для имитации передачи больших файлов по FTP-протоколу в сетевых симуляциях.

На графике приведены распределения пропускной способности при различных значения загрузки сети RU (Resource Usage). При увеличении нагрузки на сеть становится больше временных слотов, в которые передаются данные пользователям, следовательно пропускная способность растёт с ростом RU, что и показано на следующем графике (рис. 4).

Заключение:

На основе стандартов 3GPP была построена модель расчёта пропускной способности спутниковой системы связи.

С помощью симулятора были получены географические распределения пропускной способности, а также графики распределения при различных уровнях Resource Usage (RU) и различных типах модуляции.

[1] 3GPP TR 38.821 V16.2.0 (2023-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN) (Release 16)

[2] 3GPP TR 38.811 V15.4.0 (2020-09) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on New Radio (NR) to support non-terrestrial networks (Release 15)

[3] 3GPP TR 38.901 V17.0.0 (2022-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 17)

[4] 3GPP TR 36.814 V9.2.0 (2017-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)

ОБНАРУЖЕНИЕ И ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ С БОЛЬШИМ ДОПЛЕРОВСКИМ СМЕЩЕНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С НИЗКООРБИТАЛЬНЫМИ СПУТНИКАМИ

А.А. Солодкова, А.В. Пудеев, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Обнаружение сигнала при наличии помех и шумов является одной из главных задач в области обработки сигналов. Классическим оптимальным решением для случая известного сигнала в аддитивном белом гауссовском шуме является согласованный фильтр, однако в реальных условиях нестационарности канала связи или при наличии расстройки частоты несущей его характеристики существенно ухудшаются. Для учета и адаптации к возможным изменениями параметров сигнала возможно применение банков согласованных фильтров. Каждый из отдельных согласованных фильтров (корреляторов), из которых он состоит настроен на определенный вариант сигнала, что значительно повышает общую вероятность обнаружения. Однако банка корреляторов может быть вычислительно сложен и трудно реализуем на практике. Также необходимо знание диапазон параметров для корректной настройки.

Одной эффективных вариаций субоптимального обнаружения с одновременным подбором параметров является схема так называемого поворотного коррелятора. Данный алгоритм не полагается на результаты корреляции поступающего сигнала с известной последовательностью, как предыдущие детекторы, а фактически производит оценку сдвига частоты одновременно с обнаружением, что позволяет делать успешное распознавание цели на фоне изменчивых условий.

Этот метод был подробно рассмотрен в научной работе [1], где были проведены исследования и анализ поворотного коррелятора, также он неоднократно упоминался в [2] – [4]. В этой статье подробно рассмотрим архитектуру и особенности поворотного коррелятора, а также его применение в для обнаружения сигнала в системах спутниковой связи в рамках стандарта 5G NR.

Модель системы

Поскольку источники сигналов перемещаются в пространстве относительно приемника, то возникают частотные сдвиги, которые влияют на обнаружение. Благодаря поворотному коррелятору появилась возможность детектировать их на начальном этапе и подстраиваться под изменения параметров. Чтобы понять принцип работы данного алгоритма, рассмотрим схему, изображенную на рисунке 1.

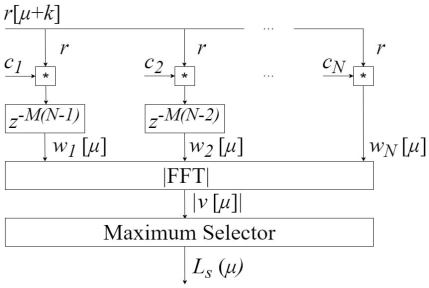


Рис.1

Первый этап включает в себя разбиение известной последовательности длины K на N частей, каждая из

которых имеет размер *M*, *M = K/N*. Данные сегменты описываются следующим выражением 1:

$$c_n = c[(n-1)M], c[(n-1)M+1], c[(n-1)M-1], \quad (1)$$

где n ∈ {1, N} – индекс соответствующей ветви.

На следующем этапе обработки входящего сигнала r происходит свертка с сегментами последовательности в каждой ветке. Этот шаг реализуется с использованием формулы 2:

$$w_n[\mu] = \sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} r[\mu+k]c^*[k] \quad (2)$$

Затем к выходным данным применяется временная задержка для обеспечения синхронизации.

Метод частичной корреляции, реализованный в каждой ветки, направлен на устранение фазы символов, моделируемых с помощью PSK. Это позволяет сохранить только доплеровский сдвиг, постоянное начальное смещение фазы и фазу, вызванную шумовой компонентой в анализируемом сигнале.

Следовательно, если не учитывать влияние шума, разность фаз между выходными сигналами соседних ветвей становится эквивалентной величине доплеровского сдвига (*fd*), наблюдаемого на протяжении всей длины последовательности, которая может быть выражена как *fd*M*. Чтобы обнаружить этот фазовый сдвиг, вызванный эффектом Доплера, необходимо применить быстрое преобразование Фурье (FFT) к выровненным выходным сигналам после выполнения корреляции.

Уравнение 3 для выходного сигнала *i*-го блока БПФ будет учитывать все эти аспекты, создавая тем самым математическую основу для точного обнаружения и анализа поступающих сигналов с учетом наличия доплеровских искажений.

$$v_i[\mu] = \sum_{n=1}^{N} w[\mu] e^{-j2\pi\frac{n}{N}i} \quad (3)$$

Объединив уравнения и выбрав ячейку с наибольшим абсолютным значением, можно получить полное выражение для функции правдоподобия поворотного коррелятора, формула 4:

$$L_s(\mu) = \max_i \left(\left| \sum_{n=1}^{N} \sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} r[\mu+k]\, c^*[k] e^{-j2\pi\frac{n}{N}i} \right| \right), i \in \{1, N\} \quad (4)$$

Результаты моделирования

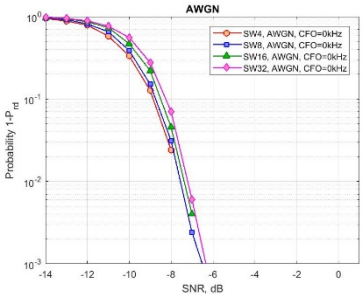


Рис. 2

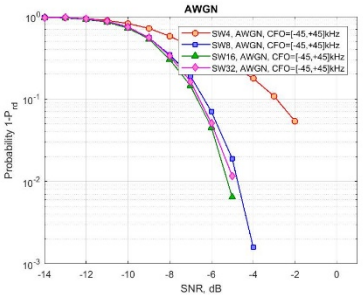


Рис. 3

Как видно из графиков вероятностей обнаружения цели для одной последовательности без учета частотного сдвига (рисунок 2) и со случайным частотным сдвигом (рисунок 3), при использовании поворотного коррелятора с четырьмя ветвями фазовый сдвиг может превышать π, что приводит к ошибкам в обнаружении цели и увеличению вероятности ее пропуска. Кроме того, усиливается влияние шума, что делает сигнал менее заметным.

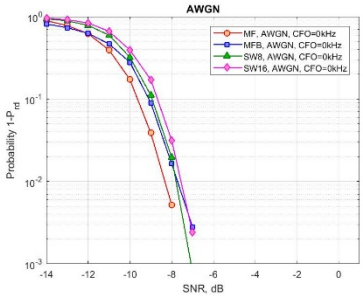


Рис.4

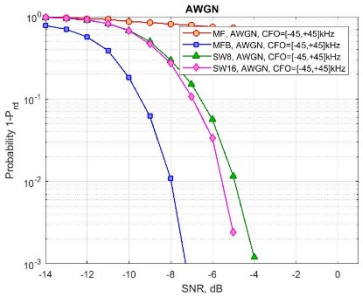


Рис.5

Согласно графикам вероятностей обнаружения сигнала для согласованного фильтра (MF), банка согласованных фильтров (MFB) и поворотного коррелятора (SW) для одной последовательности как без учета частотного сдвига (рисунок 4), так и при наличии случайного частотного сдвига (рисунок 5), – согласованный фильтр демонстрирует более высокую вероятность пропуска цели в условиях частотных сдвигов по сравнению с поворотным коррелятором. Это связано с тем, что согласованный фильтр, рассчитанный на фиксированные характеристики, неэффективно обрабатывает сигналы со смещенной частотой.

Наиболее эффективным является банк согласованных фильтров, где несколько корреляторов охватывают ожидаемый доплеровский диапазон, что гарантирует обнаружение сигнала хотя бы одним из фильтров.

Выводы

В данной работе проведено сравнение трех методов обнаружения OFDM-сигналов: поворотного коррелятора, согласованного фильтра и банка согласованных фильтров. Результаты исследования показали, что поворотный коррелятор демонстрирует более высокую устойчивость к пропуску целей, подверженных доплеровским частотным сдвигам, благодаря своей способности адаптироваться к этим изменениям. В то же время стандартный согласованный фильтр, рассчитанный на фиксированную частоту, оказывается менее эффективным в условиях частотных сдвигов, что приводит к увеличению вероятности пропуска цели. Банк согласованных фильтров, использующий множество фильтров, настроенных на разные частоты, обеспечивает обработку более широкого частотного спектра, что повышает устойчивость к шуму и улучшает точность обнаружения целей даже при изменении несущей частоты.

Поворотный коррелятор также демонстрирует адаптивность к сдвигам несущей частоты за счет использования частотной сетки, формируемой блоком быстрого преобразования Фурье (БПФ). Благодаря простоте и вычислительной эффективности БПФ, сложность поворотного коррелятора остается крайне низкой, сопоставимой с базовым согласованным фильтром. В то же время подход с банком фильтров требует значительно больших вычислительных ресурсов, так как количество комплексных умножений пропорционально числу фильтров и диапазону частот.

Оба метода – поворотный коррелятор и банк согласованных фильтров – превосходят стандартный согласованный фильтр в условиях случайных сдвигов несущей частоты. Банк фильтров, как субоптимальное решение, демонстрирует более высокую производительность, однако поворотный коррелятор, обладая значительно меньшей сложностью, уступает всего на несколько дБ. Таким образом, выбор оптимального метода зависит от конкретных операционных требований и условий, таких как допустимая вычислительная сложность и требуемая точность обнаружения.

[1] Sust M., Kaufmann R., Molitor F., Bjornstrom G. // Rapid acquisition concept for voice activated CDMA communication. In [Proceedings] GLOBECOM ’90: IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition. 1990. Vol. 3. P. 1820.
[2] Wuerll R., Robert J., Kilian G., Heuberger A. // A comparison of methods for detecting preambles with frequency offset at low SNR. In 2017 2nd International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS). 2017. P. 96.
[3] Marco Liess, Francisco Lasaro, Andrea Munari // Frame Synchronization Algorithms for Satellite Internet of Things Scenarios. 2021. P. 26.
[4] Spangenberg S., Scott I., Stephen M., Povey G., Cruickshank D., Grant P. // An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems. Wireless Personal Communications, 2000. Vol. 13. P. 27.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ УСИЛИТЕЛЯ

И.С. Сорокин, В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

К современным устройствам радиосвязи предъявляется комплекс различных требований, в том числе обеспечение низкого уровня внеполосного и побочного излучения и высокой энергетической эффективности. Эти два требования являются противоречивыми, поскольку высокую эффективность радиосвязного оборудования можно достичь только при высоком коэффициенте полезного действия (КПД) усилителей мощности (УМ). Усилители мощности занимают наибольшую долю энергопотребления устройства связи [1]. Однако в режиме высокого КПД усилитель работает в существенно нелинейном режиме, что может приводить к появлению кратных, интермодуляционных и комбинационных компонент достаточно высокого уровня в спектре сигнала. Наиболее чувствительны к таким искажениям сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией высокого порядка. Один из способов найти компромисс в этой ситуации – применение метода внесения предискажения [2,3]. Суть метода заключается во внесении изменения в сигнал, поступающий на вход усилителя, таким образом, чтобы устранить или уменьшить нелинейные эффекты усилителя на его выходе.

На рисунке 1 представлены зависимости уровня мощности сигнала $P_{вых}$ на выходе усилителя от уровня мощности сигнала $P_{вх}$ на входе усилителя для идеального и реального усилителя мощности HMC1114.

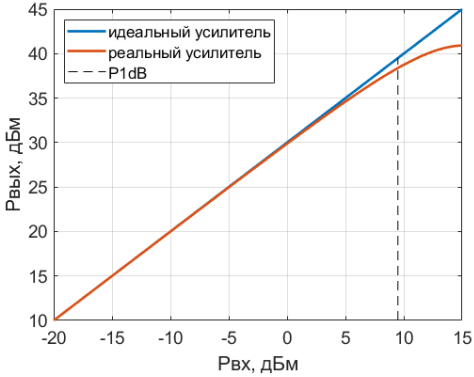


Рис. 1

Видно, что характеристика реального усилителя отличается от идеальной при увеличении уровня входной мощности и выходит на «плато». Математически поведение такой характеристики можно описать полиномиальной моделью [2]:

$$y_i = f(x_i) = c_1 x_i + c_2 x_i^2 + \cdots + c_K x_i^K, \qquad (1)$$

где x_i – отсчеты сигнала на входе усилителя, y_i – отсчеты сигнала на выходе усилителя, c_i – неизвестные полиномиальные коэффициенты усилителя, K – максимальная

рассматриваемая степень полинома. Поскольку модель (1) существенно нелинейная, на выходе усилителя помимо усиленных спектральных компонент сигнала x формируются кратные и комбинационные спектральные компоненты. Спектральные компоненты, обусловленные появлением четной степени нелинейности, могут быть успешно отфильтрованы [4]. В то же время комбинационные спектральные компоненты, обусловленные нечетной степенью модели (1), формируются в полосе сигнала x и в близи этой полосы. Такие компоненты невозможно устранить путем фильтрации [4]. Для их компенсации необходимо сначала определить неизвестные полиномиальные коэффициенты c_i, а затем на их основе внести искажения в сигнал, подаваемый на усилитель.

Внесение детерминированных изменений возможно в цифровом виде радиосвязного оборудования, поэтому и оценивание коэффициентов c_i модели (1) осуществляется тоже в цифровой области. На рисунке 2 представлена функциональная схема оценивания этих коэффициентов. Сигнал с выхода усилителя мощности через направленный ответвитель мощности, аналоговый полосовой фильтр (ПФ) и радиочастотный смеситель поступает в аналого-цифровой преобразователь (АЦП), где сигнал преобразуется в цифровой вид.

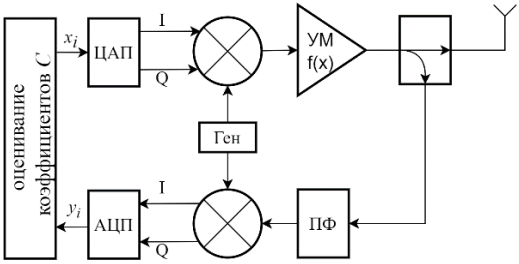


Рис. 2

Поскольку спектральные компоненты сигнала, обусловленные четными степенями модели усилителя, не поступают на вход АЦП, то полиномиальная модель усилителя в терминах комплексной амплитуды сигнала может быть записана следующим образом [4]:

$$y_i = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{нечет}}}^{K} c_k x_i |x_i|^{k-1} + z_i. \qquad (2)$$

Или в матричном виде:

$$\begin{gathered}\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{\Omega C}+\boldsymbol{Z}\\ \boldsymbol{Y}=[y_1,y_2,\dots,y_L]^T\\ \boldsymbol{C}=[c_1,c_3,\dots,c_K]^T\\ \boldsymbol{Z}=[z_1,z_2,\dots,z_L]^T\\ \boldsymbol{\Omega}=\begin{pmatrix}x_1 & x_1|x_1|^2 & \cdots & x_1|x_1|^{K-1}\\ x_2 & x_2|x_2|^2 & \dots & x_2|x_2|^{K-1}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ x_L & x_L|x_L|^2 & \cdots & x_L|x_L|^{K-1}\end{pmatrix},\end{gathered} \tag{3}$$

где x – комплексные отсчеты, поступающие на вход ЦАП, y – комплексные отсчеты, поступающие с выхода АЦП, z – комплексные отсчеты гауссова шума с нулевым средним, L – число выборок для оценивания, $\boldsymbol{\Omega}$ – матрица Вандермонда, составленная по отсчетам x.

Решение относительно неизвестного вектора **C**, составленного из полиномиальных коэффициентов c, запишется следующим образом [2]:

$$\boldsymbol{C}=(\boldsymbol{\Omega}^H\boldsymbol{\Omega})^{-1}\boldsymbol{\Omega}^H\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{R}. \tag{4}$$

Для вычисления решения по формуле (4) требуется операция обращения квадратной матрицы **M** размерности (K+1)/2. Эта операция требует обычно большого количества вычислений и не имеет стандартизированной реализации в аппаратных платформах, будь то микроконтроллер, сигнальный процессор или программируемая логическая интегральная схема. Кроме того, матрица **M** может быть вырожденной или близкой к вырождению. Поэтому необходимо применять дополнительно методы регуляризации, чтобы получить устойчивое решение.

Воспользуемся методом степенных векторов, который не использует операцию непосредственного обращения матрицы, для поиска неизвестного вектора **C**. Известно, что вектор C можно разложить в базисе степенных векторов $\mathbf{R}, \mathbf{MR}, \mathbf{M}^2\mathbf{R}, \dots, \mathbf{M}^{(K+1)/2}\mathbf{R}$ [5, 6]. Проведем ортогонализацию и нормировку степенных векторов по следующей схеме:

$$\begin{gathered}\widehat{\boldsymbol{F}}_i=\boldsymbol{M}\boldsymbol{F}_{i-1}-\alpha_{i-1}\boldsymbol{F}_{i-1}-\beta_{i-2}\boldsymbol{F}_{i-2},\rightarrow \boldsymbol{F}_i=\left(\widehat{\boldsymbol{F}}_i^H\widehat{\boldsymbol{F}}_i\right)^{-\frac{1}{2}}\widehat{\boldsymbol{F}}_i\\ \alpha_{i-1}=\left[\boldsymbol{F}_{i-1}^H\left(\overline{\boldsymbol{\Omega}^H\boldsymbol{\Omega}}\right)\boldsymbol{F}_{i-1}\right],i=\overline{2,(K+1)/2}\\ \beta_{i-2}=\left[\boldsymbol{F}_{k-1}^H\left(\overline{\boldsymbol{\Omega}^H\boldsymbol{\Omega}}\right)\boldsymbol{F}_{k-2}\right],i=\overline{3,(K+1)/2}\,.\end{gathered} \tag{5}$$

Полученные векторы объединим в матрицу $\mathbf{F}=(\mathbf{F}_1,\mathbf{F}_2,\cdots,\mathbf{F}_{(K+1)/2})$. Решение вектора **C** будем искать в ортонормированном базисе, в виде $\mathbf{C}=\mathbf{FD}$. Здесь вектор $\mathbf{D}=\left[d_1,d_2,\dots,d_{(K+1)/2}\right]$ дает коэффициенты разложения вектора **C**. Коэффициенты d_i могут быть найдены по следующим формулам [5-6]:

$$d_1 = \cfrac{\beta_0}{\alpha_1 - \cfrac{(\beta_1)^2}{\alpha_2 - \cfrac{(\beta_2)^2}{\ddots \cfrac{}{\alpha_{K-1} - \cfrac{(\beta_{K-1})^2}{\alpha_K}}}}} \qquad d_2 = \frac{\beta_0 - \alpha_1 d_1}{\beta_1} \qquad (6)$$

$$d_j = -\frac{\beta_{j-2} d_{j-2} + \alpha_{j-1} d_{j-1}}{\beta_{j-1}}, \qquad j = 3,4,\cdots,\frac{K+1}{2}$$

Формулы (5) и (6) позволяют получить полностью аналитическое решение для полиномиальных коэффициентов c_i.

Получив информацию о нелинейных компонентах модели усилителя (1), можно внести искажения в цифровой сигнал таким образом, чтобы уменьшить влияние комбинационных спектральных компонент. Для этого необходимо вычислить обратное преобразование $f^{-1}(y)$. В статье [2] описан подход к вычислению $f^{-1}(y)$ в полиномиальном виде, а также к вычислению функции преобразования искажения сигнала. Программным образом была построена модель предискажения сигнала, основанная на оценке полиномиальных коэффициентов усилителя методом степенных векторов.

Для демонстрации преимуществ метода предискажения рассмотрим спектр (см. рис. 3) и созвездие (см. рис. 4) QAM-64 сигнала на выходе УМ с внесением предискажений и без внесения. УМ работает в существенно нелинейном режиме.

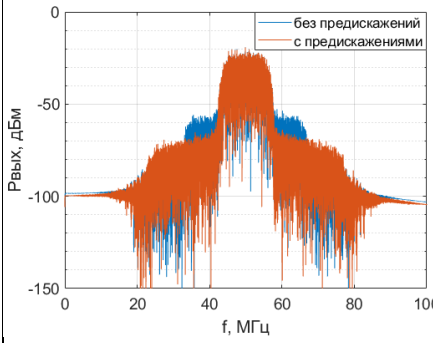


Рис. 4

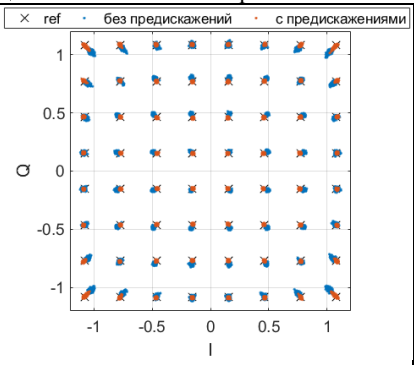


Рис. 5

Как видно из рисунков при внесении предискажений в сигнал внеполосные компоненты спектра становятся ниже, а созвездие сигнала менее искажено, что способствует более надежной передаче данных.

В работе был применен метод степенных векторов для описания полиномиальной модели усилителя и уменьшения влияния спектральных компонент сигнала на его выходе, обусловленных нелинейными свойствами самого усилителя.

[1] Carroll A., Heiser G. // An Analysis of Power Consumption in a Smartphone. USENIXATC'10 Proceedings of the 2010 USENIX conference on USENIX annual technical conference, Boston, MA, June 23-25, 2010, pp. 21.
[2] Yuanbin G., and Cavallaro J. R. // A novel adaptive pre-distorter using LS estimation of SSPA non-linearity in mobile OFDM systems. 2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Phoenix-Scottsdale, AZ, USA, 2002, pp. III-453.
[3] Chunming Liu, Heng Xiao, Qiang Wu and Fu Li // Spectrum analysis of nonlinear distortion of RF power amplifiers for wireless signals. International Conference on Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003., Beijing, China. 2003. Vol. 2. P. 1468.
[4] Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Сорокин И.С. // Регуляризованная оценка весового вектора адаптивной антенной решётки. Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641.
[5] Ермолаев В.Т., Сорокин И.С., Флаксман А.Г. // Два метода оценивания весового вектора адаптивной антенной решетки. Вестник нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2014. № 4 (1). С. 79.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 21 мая 2025 г.
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «АКУСТИКА»

Председатель – С.Н. Гурбатов, секретарь – А.А. Хилько.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ВЛИЯНИЕ СИЛЬНОЙ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ВОЛНЫ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ СЛАБЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ИМПУЛЬСОВ В СТЕРЖНЕВОМ РЕЗОНАТОРЕ ИЗ МАГНЕЗИТА

В.Е. Назаров[1)], А.Б. Колпаков[2)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Распространение упругих волн в различных средах (жидких, твёрдых, газообразных) сопровождается их взаимодействием и разнообразными нелинейными акустическими эффектами (НАЭ): генерацией гармоник, искажением формы волн, амплитудно-зависимыми поглощением и изменением их фазовой скорости и т.д. В микронеоднородных твердотельных средах, обладающих сильной акустической нелинейностью, нелинейные эффекты проявляются более интенсивно, чем в однородных слабо-нелинейных средах, описываемых “классической” пяти- (или девяти-) константной теорией упругости [1-3]. Уравнения состояния микронеоднородных твёрдых тел определяются нелинейными дефектами их структуры (дислокациями, границами зёрен, трещинами и т.д.) и характеризуются различными видами, как правило, неаналитической нелинейности: упругой (реактивной), гистерезисной, неупругой (диссипативной). Так, например, дислокации являются причиной гистерезисной нелинейности поликристаллов, что приводит к эффектам амплитудно-зависимого внутреннего трения (АЗВТ) [4-6]. К сильно-нелинейным микронеоднородным твёрдым телам относятся многие поликристаллические металлы, их сплавы, горные породы и строительные материалы. Более сильно, чем в безграничной среде, нелинейные эффекты проявляются в высокодобротных резонаторах при их резонансном возбуждении.

В докладе представлены результаты экспериментальных и теоретических исследований влияния сильной низкочастотной (НЧ) продольной стоячей волны накачки на распространение слабых ультразвуковых продольных импульсов в стержневом резонаторе из поликристаллической горной породы – магнезита. [Магнезит ($MgCO_3$) – минерал из класса карбонатов группы кальцита, содержит MgO (~48%), CO_2 (~52%) и изоморфные примеси (Fe, Mn, Ca). Плотность магнезита составляет около 3 $г/см^3$]. На рис. 1 приведена фотография микроструктуры исследуемого образца. Видно, что материал обладает довольно сложной мозаичной структурой с характерным размером зерна от 10 *мкм* до 50 *мкм*.

Эксперименты проводились со стержневым резонатором квадратного сечения (1,8x1,8 *см*) и длиной $L = 39$ *см*. Схема эксперимента изображена на рис. 2. Для НЧ возбуждения стержня 1 использовался пьезокерамический излучатель 2, одна сторона которого приклеивалась к массивной металлической нагрузке 3, а другая – к торцу стержня. К другому – свободному его торцу приклеивались ВЧ пьезокерамический излучатель 4 – для излучения

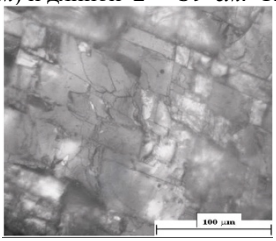


Рис. 1

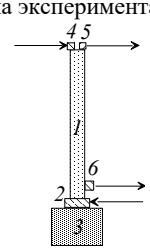


Рис. 2

ультразвуковых импульсов и акселерометр 5 – для приёма НЧ волны накачки. Вблизи излучателя 2 – для приёма ультразвуковых импульсов, прошедших через стержень и измерения их относительных амплитуд, приклеивался акселерометр 6, реагирующий на продольную (вдоль стержня) компоненту ускорения. Такой стержень представлял собой НЧ акустический резонатор с почти жёсткой и мягкой границами; собственные частоты его первых продольных мод определяются выражением: $F_p \cong (2p-1)C_0/4L$, C_0 – фазовая скорость НЧ продольной волны в стержне, p – номер моды, $p = 1,2,3,...$[1]. Для первых трёх мод резонатора его резонансные частоты F_p и добротности Q_p составляли соответственно: $F_1 \cong 3600$ Гц, $F_2 \cong 10500$ Гц, $F_3 \cong 17200$ Гц, и $Q_1 \cong 171$, $Q_2 \cong 178$, $Q_3 \cong 169$. Резонансной частоте первой моды такого резонатора соответствует $C_0 \cong 5{,}6 \cdot 10^5$ см/с.

Длительность ультразвуковых импульсов составляла около $\tau = 100$ *мкс*, несущая частота f находилась в диапазоне от 50 *кГц* до 370 *кГц*, а частота повторения равнялась 26 *Гц*. В эксперименте наблюдались и исследовались нелинейные эффекты затухания и фазовой задержки несущей ВЧ импульсов, прошедших через стержень, в зависимости от амплитуды деформации ε_m мощной НЧ волны накачки. При увеличении амплитуды деформации ε_m НЧ волны накачки (при $\varepsilon_m > 10^{-7}$) амплитуда $U(\varepsilon_m)$ принимаемых ВЧ импульсов уменьшалась, а фазовая задержка несущей $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ – увеличивалась. На рис. 3а,б приведены зависимости коэффициента нелинейного затухания $\chi(\varepsilon_m) = \ln[U_0/U(\varepsilon_m)]$ (U_0 – амплитуда импульса при $\varepsilon_m = 0$) и фазовой задержки $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ несущей ВЧ импульсов с частотой $f = 233$ *кГц* от амплитуды деформации ε_m НЧ волны (в резонансе) при возбуждении резонатора на его первых трёх продольных модах.

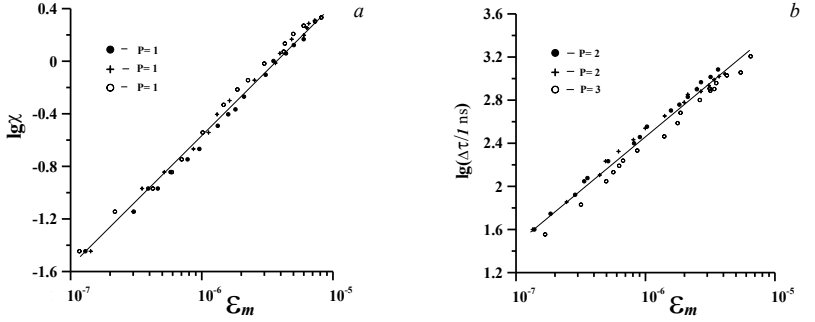


Рис. 3а,б

Из рис. 3 видно, что имеют место следующие зависимости: $\chi(\varepsilon_m) \sim \varepsilon_m$, $\Delta\tau(\varepsilon_m) \sim \varepsilon_m$, причем коэффициент $\chi(\varepsilon_m)$ и задержка $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ практически не зависят от частоты F_p НЧ волны накачки. Необходимо отметить, что полученные амплитудно-частотные зависимости $\chi = \chi(\varepsilon_m)$ и $\Delta\tau = \Delta\tau(\varepsilon_m)$ не соответствуют ни амплитудным, ни частотным зависимостям НЧ эффектов АЗВТ [7]. В НЧ диапазоне ($F < 17$ кГц) нелинейность магнезита характеризуется степенным гистерезисом [7]: при малых амплитудах деформации ($\varepsilon_m < \varepsilon^* \cong 5 \cdot 10^{-7}$) показатель степени $n = 3$, а при больших ($5 \cdot 10^{-7} < \varepsilon_m < 7 \cdot 10^{-6}$) – $n = 2$, при этом с ростом частоты F акустической волны гистерезисная

нелинейность уменьшается. Следовательно, за эффекты затухания и фазовой задержки ультразвуковых импульсов в поле НЧ волны накачки отвечают другие виды нелинейностей, отличные от гистерезисной [7].

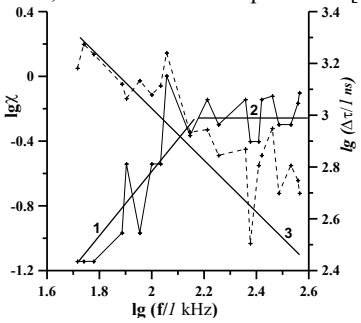


Рис. 4

На рис. 4 приведены зависимости коэффициента $\chi = \chi(\varepsilon_m)$ и задержки $\Delta\tau = \Delta\tau(\varepsilon_m)$ от частоты импульса f при возбуждении резонатора на второй моде $(p = 2)$ при $\varepsilon_m \cong 2 \cdot 10^{-6}$. Из рис. 4 следует, что с ростом частоты f коэффициент $\chi = \chi(\varepsilon_m)$, в основном, растёт [$\chi(\varepsilon_m) \sim f^2$ (*прямая* **1**) – при 50 *кГц* $\leq f \leq 120$ *кГц* и $\chi(\varepsilon_m) \approx const$ (*прямая* **2**) – при 120 *кГц* $\leq f \leq 370$ *кГц*], а задержка – падает $\Delta\tau(\varepsilon_m) \sim f^{-0,8}$ (*прямая* **3**). Из первого результата – зависимости $\chi = \chi(\varepsilon_m)$ (рис. 3а), следует, что магнезит обладает ВЧ диссипативной нелинейностью. Из второго же результата – зависимости $\Delta\tau = \Delta\tau(\varepsilon_m)$ (рис. 3б), следует, что магнезит обладает ВЧ реактивной нелинейностью.

Аналитическое описание ВЧ нелинейных эффектов проводилось в рамках феноменологического уравнения состояния, содержащего диссипативную и реактивную нелинейности:

$$\sigma(\varepsilon, \dot{\varepsilon}) = \mathrm{E}[\varepsilon - \gamma|\varepsilon|^{\mathrm{m}}\varepsilon] + \alpha\rho\left[1 + \mathrm{g}|\varepsilon|^{S}\right]\dot{\varepsilon}, \qquad (1)$$

где σ, ε, $\dot{\varepsilon}$ - продольные напряжение, деформация и скорость деформации, E – модуль упругости, α – коэффициент линейной диссипации, ρ – плотность, γ, m и g, S – параметры реактивной и диссипативной нелинейности, $\gamma|\varepsilon|^m \ll 1$, $\mathrm{g}|\varepsilon|^S \ll 1$. В уравнении (1) форма нелинейных диссипативного $\alpha\rho\mathrm{g}|\varepsilon|^S\dot{\varepsilon}$ и реактивного $E\gamma|\varepsilon|^m\varepsilon$ слагаемых определяется тем, что, во-первых, $\chi(\varepsilon_m)$ и $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ являются степенными функциями амплитуды деформации ε_m НЧ волны накачки и не зависят от ее частоты F_p и, во-вторых, $\chi(\varepsilon_m)$ и $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ не зависят от амплитуды слабого ультразвукового импульса. Отметим некоторые особенности неаналитического уравнения состояния (1). Прежде всего, заметим, что при $\gamma = 0$ и $\mathrm{g} = 0$ уравнение (1) является линейным; оно описывает деформирование линейного вязко-упругого тела Кельвина-Фойгта. В этом случае, конечно, никаких нелинейных эффектов нет, поэтому в уравнение (1) и введены нелинейные слагаемые $E\gamma|\varepsilon|^m\varepsilon$ и $\alpha\rho\mathrm{g}|\varepsilon|^S\dot{\varepsilon}$. Первое слагаемое $E\gamma|\varepsilon|^m\varepsilon$ – это упругая степенная (нечётная по ε) нелинейность; она определяет нелинейную упругость твёрдого тела и, соответственно, зависимость $\Delta\tau(\varepsilon_m)$. Второе слагаемое $\alpha\rho\mathrm{g}|\varepsilon|^S\dot{\varepsilon}$ – это диссипативная нелинейность (чётная по ε и нечётная по $\dot{\varepsilon}$ функция); она отвечает за увеличение поглощения волны при увеличении ее амплитуды. Из решения уравнения движения $\rho U_{tt} = \sigma_x(\varepsilon, \dot{\varepsilon})$ [1-3] (где $U = U(x,t)$ – смещение, $\varepsilon = U_x$) совместно с уравнением состояния (1), находим выражения для коэффициента $\chi(\varepsilon_m)$ нелинейного затухания и фазовой задержки несущей $\Delta\tau(\varepsilon_m)$ слабого ультразвукового импульса:

$$\chi(\varepsilon_m) = \frac{\alpha\omega^2 g L}{2\pi C_0^3}\left(\frac{\Gamma[(S+1)/2]}{\Gamma[(S+2)/2]}\right)^2 \varepsilon_m^S, \quad (2)$$

$$\Delta\tau(\varepsilon_m) = \frac{\gamma(1+m)L}{2\pi C_0}\left(\frac{\Gamma[(m+1)/2]}{\Gamma[(m+2)/2]}\right)^2 \varepsilon_m^m \quad (3)$$

Из сравнения выражений (2) и (3) с результатами экспериментальных измерений, находим значения эффективных параметров диссипативной и реактивной нелинейности магнезита для частоты $f = 233$ *кГц* ($\alpha f_0^2 L/2C_0^3 \cong 0{,}7$): $S = 1$, $g \cong 2{,}1 \cdot 10^4$ и $m = 1$, $\gamma \cong 9 \cdot 10^3$. Из рис. 4 видно, что с ростом частоты f (от 50 *кГц* до 120 *кГц*), коэффициент $\chi(\varepsilon_m) \sim \alpha(f)g(f)f^2$ растёт (в среднем) как f^2, т. е. $\alpha(f)g(f) \approx const$, а далее – в диапазоне от 120 *кГц* до 370 *кГц* – $\alpha(f)g(f) \sim f^{-2}$, при этом $\Delta\tau(\varepsilon_m) \sim f^{-0{,}8}$ и следовательно, $\gamma(f) \sim f^{-0{,}8}$.

Таким образом, исследования эффектов распространения слабых ультразвуковых импульсов в поле мощной НЧ волны накачки в стержне из магнезита показали, что в диапазоне частот от 50 *кГц* до 370 *кГц* акустическая нелинейность магнезита является аномально высокой и частотно-зависимой; она содержит диссипативную и реактивную составляющие, при этом с ростом частоты f коэффициент затухания, обусловленный диссипативной нелинейностью, в основном, растёт, а фазовая задержка несущей ВЧ импульсов, связанная с реактивной нелинейностью, – падает.

Из полученных результатов следует, что проявления НЧ (гистерезисной) и ВЧ диссипативной и реактивной нелинейности магнезита качественно отличаются друг от друга, поскольку амплитудно-частотные зависимости НЧ и ВЧ нелинейных эффектов различны. На основе этих фактов можно сделать утверждение, что причины и механизмы гистерезисной, диссипативной и реактивной нелинейностей магнезита (как, по-видимому, и многих других поликристаллов) – различны. НЧ гистерезисная нелинейность была связана с отрывом дислокаций от примесных атомов, а ВЧ диссипативная и реактивная нелинейности – с нелинейными трением и натяжением движущихся дислокаций.

Работа выполнена в рамках Госзадания ИПФ РАН по теме № FFUF-2024-0035.

[1] Исакович М.А. Общая акустика. – М.: Наука, 1973, 496 с.
[2] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория упругости. – М.: Наука, 1965, 204 с.
[3] Зарембо Л.К., Красильников В.А. Введение в нелинейную акустику. – М.: Наука, 1966, 520 с.
[4] Davidenkov N.N. On energy dissipation upon vibrations//Zh. Tekn. Fiz. 1938. no. 8. P. 483.
[5] Granato A.V., Lucke K. Theory of mechanical damping due to dislocations // J. Appl. Phys. 1956. Vol. 27, no. 5. P. 583.
[6] Asano S. Theory of nonlinear damping due to dislocation hysteresis // J. Phys. Soc. Jap. 1970. Vol. 29, no. 4. P. 952.
[7] Nazarov V.E. and Kolpakov A.B. Ultrasonics. 2014. Vol. 54. P. 471.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В АКУСТИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ С ДИСЛОКАЦИОННЫМ ГИСТЕРЕЗИСОМ И ЛИНЕЙНОЙ ДИССИПАЦИЕЙ

В.Е. Назаров, С.Б. Кияшко

ИПФ РАН

При распространении интенсивных акустических волн в кристаллических твердых телах (металлах, сплавах и горных породах), содержащих дислокации, наблюдаются эффекты амплитудно-зависимого внутреннего трения (АЗВТ) – нелинейные потери и изменение скорости распространения [1], при этом имеет место нелинейное искажение волн и, соответственно, генерация их высших гармоник. Явление АЗВТ объясняется в рамках гистерезисных уравнений состояния $\sigma = \sigma(\varepsilon, \dot{\varepsilon})$, где σ и ε – напряжение и деформация. Более интенсивно, чем в безграничной среде, нелинейные волновые процессы протекают в высокодобротном резонаторе при его возбуждении на частоте, близкой к резонансной. В связи с этим, при проведении экспериментальных исследований АЗВТ часто применяются резонаторы, так что для анализа и сравнения экспериментальных результатов с аналитическими, необходимы расчетные формулы для нелинейных акустических эффектов (НАЭ) в резонаторах с дислокационной гистерезисной нелинейностью.

В настоящем докладе приводятся результаты теоретических исследований эффектов АЗВТ, возникающих при гармоническом резонансном возбуждении сдвиговой волны в твердотельном резонаторе (с жесткой и мягкой границами) с дислокационным гистерезисом Гранато-Люкке и линейной диссипацией.

Из дислокационной теории Гранато-Люкке [1] следует, что гистерезисное уравнение состояния кристаллического твердого тела (для сдвиговых напряжений $\sigma = \sigma_{xy}$ и деформаций $\varepsilon = \varepsilon_{yx} = \partial U_y/\partial x$) имеет вид:

$$\sigma(\varepsilon, \dot{\varepsilon}) = G_0[\varepsilon - f(\varepsilon, \dot{\varepsilon})], \tag{1}$$

$$f(\varepsilon, \dot{\varepsilon}) = \begin{cases} (1 + \varepsilon/\beta)exp(-\beta/\varepsilon), & \varepsilon \geq 0, \dot{\varepsilon} > 0 \ -1, \\ (1 + \beta/\in_m)(\varepsilon/\beta)exp(-\beta/\in_m), & \varepsilon \geq 0, \dot{\varepsilon} < 0 \ -2, \\ -(1 - \varepsilon/\beta)exp(\beta/\varepsilon), & \varepsilon \leq 0, \dot{\varepsilon} < 0 \ -3, \\ (1 + \beta/\in_m)(\varepsilon/\beta)exp(-\beta/\in_m), & \varepsilon \leq 0, \dot{\varepsilon} > 0 \ -4, \end{cases} \tag{2}$$

где x и y – декартовы координаты, $U_y = U$ – y -компонента сдвигового смещения, $G_0 = G/(1 + QG)$, $D = \gamma^3 \Gamma Q/3!$, $\gamma = L_N/L_c \gg 1$, $\Gamma = \pi f_m/4aL_c$, $f_m \approx U_0/a$, $Q = 48a^2\Lambda L_c^2/\pi^4 C = 24(1-\nu)\Lambda L_c^2/\pi^3 G$, $C = 2Ga^2/\pi(1-\nu)$, $\beta = \Gamma/G_0$, G – модуль сдвига кристалла без дислокаций, a – модуль вектора Бюргерса, U_0 – энергия связи дислокации с примесным атомом, Λ – плотность дислокаций, L_c – расстояние между примесными атомами вдоль оси дислокации, L_N – длина дислокации, ν – коэффициент Пуассона, $|f(\varepsilon, \dot{\varepsilon})| \ll |\varepsilon| \ll 1$, $f(\varepsilon = 0, \dot{\varepsilon}) = 0$, $\in_m/\beta < 1$, $\in_m$ – амплитуда деформации.

Подставляя уравнение состояния (1) в уравнение движения $\rho U_{tt} = \sigma_x(\varepsilon, \dot{\varepsilon})$ [6], и учитывая линейную диссипацию материала резонатора, получим волновое уравнение для сдвиговых смещений $U(x, t)$:

$$U_{tt} - C_{sh}^2 U_{xx} = -C_{sh}^2 [f(\varepsilon, \dot{\varepsilon})]_x + \alpha U_{xxt}, \quad (3)$$

где $C_{sh} = (G/\rho)^{1/2}$ – линейная скорость сдвиговой волны, α – коэффициент линейной диссипации, ρ – плотность. Граничные условия для сдвиговых смещений U и напряжений σ в резонаторе с жесткой ($x = 0$) и мягкой ($x = L$) границами имеют вид:

$$U(x = 0, t) = A_0 \cos \Omega t\,, \varepsilon(x = L, t) = \partial U(x = L, t)/\partial x = 0, \quad (4)$$

где A_0 и Ω – амплитуда и частота возбуждения резонатора, L – длина резонатора.

Линейные резонансные частоты Ω_p, добротности Q_p и волновые числа K_p такого резонатора определяются следующими выражениями:

$$\begin{gathered} \Omega_p = C_{sh} K_p = \pi C_{sh}(2p-1)/2L, Q_p = \mu_p^{-1} = C_{sh}^2/\alpha\Omega_p, K_p \\ = \pi(2p-1)/2L\,, \end{gathered} \quad (5)$$

где p – номер моды, $p = 1,2,3$ ..., при этом $\in_m (x) = \varepsilon_m \left|\cos K_p x\right|$.

Из уравнений (3), (4) находим выражения для резонансной кривой $\varepsilon_m = \varepsilon_m(\varepsilon_0, \Delta_p)$ резонатора, нелинейных (амплитудно-зависимых) потерь $\mu_{p,nl}(\varepsilon_m)$ и относительного сдвига резонансной частоты $\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m) = \delta_{p,nl}(\varepsilon_m)/\Omega_p$:

$$\varepsilon_m(\varepsilon_0, \Delta_p) = \frac{\varepsilon_0}{\left\{\left[\Delta_p - \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right]^2 + \left[\mu_p + \mu_{p,nl}(\varepsilon_m)\right]^2\right\}^{1/2}}, \quad (6)$$

$$\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) = \frac{4\beta D}{\pi^2 \varepsilon_m^2} \int_0^1 exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m z}\right) \frac{arccosz}{z}\, dz, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m) = -\frac{2D}{\pi\varepsilon_m} \Bigg\{ & \frac{\pi}{4}\left(\frac{\varepsilon_m}{\beta} + 1\right) exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m}\right) \\ & - \int_0^1 \left[\left(\frac{\varepsilon_m z}{\beta} + 1 + \frac{\beta}{2\varepsilon_m z}\right) arcsinz \right. \\ & - \frac{4z}{\pi(1+z)}\left(\frac{\varepsilon_m z}{\beta}\right. \\ & \left. \left. + 1\right) K\left(\frac{1-z}{1+z}\right)\right] exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m z}\right) dz \Bigg\}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\varepsilon_0 = A_0/L$, $\mu_p = \alpha\Omega_\text{p}/\text{C}_\text{sh}^2 = Q_p^{-1}$, $\rho\Delta_p = \delta_p/\Omega_p$, $K(z) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1-z^2\sin^2\varphi}}$.

Аналогично находим амплитуду $\varepsilon_3(\varepsilon_m)$ третьей гармоники при $\Delta_p = \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)$:

$$\varepsilon_3(\varepsilon_m) = \frac{\sqrt{a_3^2(\varepsilon_m) + b_3^2(\varepsilon_m)}}{\left[4\Delta_{p,nl}^2(\varepsilon_m) + 9\mu_p^2\right]^{1/2}} \ll \varepsilon_m(\varepsilon_0), \qquad (9)$$

где $a_3(\varepsilon_m) = \frac{192D}{\pi^2}\int_0^1 z(1+z)\left[E\left(\frac{1-z}{1+z}\right) - \frac{9+40z^2}{12(1+z)^2}K\left(\frac{1-z}{1+z}\right)\right]\left(1+\frac{\varepsilon_m z}{\beta}\right)exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m z}\right)dz$, $b_3(\varepsilon_m) = \frac{8D}{\pi^2}\int_0^1\left[\frac{(1-16z^2)arccosz}{3} + \frac{20z\sqrt{1-z^2}}{3} + \frac{z}{2\sqrt{1-z^2}}\right]\left(1+\frac{\varepsilon_m z}{\beta}\right)exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m z}\right)dz$, $E(z) = \int_0^{\pi/2}\sqrt{1-z^2\sin^2\varphi}\,d\varphi$.

В резонансе, т.е. при $\Delta_p = \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)$, из выражения (6) получаем:

$$\varepsilon_m(\varepsilon_0) = \frac{2Q_p\varepsilon_0}{1 + Q_p\mu_{p,nl}(\varepsilon_m)}. \qquad (10)$$

Из этого выражения следует, что при малых ε_m, когда $Q_p\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) \ll 1$ – $\varepsilon_m(\varepsilon_0) = 2Q_p\varepsilon_0$, а при больших ε_m, когда $Q_p\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) \gg 1$, амплитуда ε_m определяется из уравнения: $\varepsilon_m(\varepsilon_0)\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) = 2\varepsilon_0$.

При $\varepsilon_m/\beta \ll 1$ из выражений (7) – (9) получаем:

$$\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) \approx \frac{4D}{\pi\sqrt{2\pi\beta\varepsilon_m}}exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m}\right),$$

$$\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m) \approx -\frac{D}{\sqrt{2\pi\beta\varepsilon_m}}exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m}\right), r(\varepsilon_m) = \frac{\mu_{p,nl}(\varepsilon_m)}{\left|\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right|} = \frac{4}{\pi}, \qquad (11)$$

$$a_3 \approx -\frac{4D}{\pi}\left(\frac{\varepsilon_m}{\beta}\right)exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m}\right), b_3 \approx \left(\frac{2}{\pi}\right)^{3/2} D\sqrt{\frac{\varepsilon_m}{\beta}}exp\left(-\frac{\beta}{\varepsilon_m}\right).$$

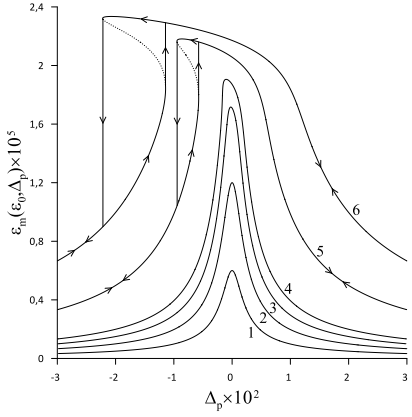


Рис. 1

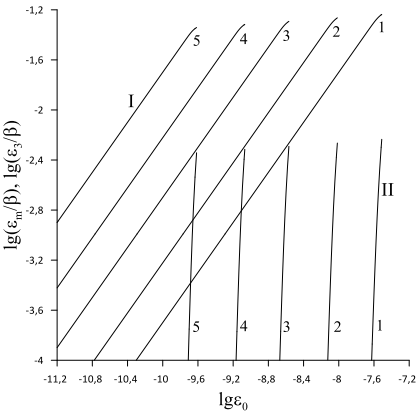


Рис. 2

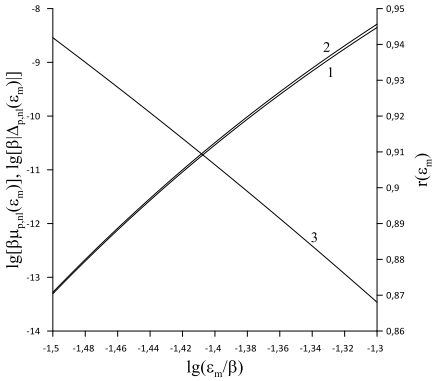


Рис. 3

На рис.1 приведены резонансные кривые резонатора, т.е. зависимости $\varepsilon_m = \varepsilon_m(\varepsilon_0, \Delta_p)$, при $\mathrm{Q_p} = 300$, $D = 1$, $\beta = 3 \cdot 10^{-4}$ и различных значениях амплитуды ε_0: линия 1 – $\varepsilon_0 = 10^{-8}$, 2 – $\varepsilon_0 = 2 \cdot 10^{-8}$, 3 – $\varepsilon_0 = 3 \cdot 10^{-8}$, 4 – $\varepsilon_0 = 4 \cdot 10^{-8}$, 5 – $\varepsilon_0 = 10^{-7}$, 6 – $\varepsilon_0 = 2 \cdot 10^{-7}$. Из рис.1 видно, что с ростом ε_0 амплитуда ε_m также растет, при этом форма резонансной кривой изменяется. В начале, при $\varepsilon_0 \le 3 \cdot 10^{-8}$, когда влияние нелинейности незначительно, резонансная кривая является однозначной и симметричной (относительно линии $\Delta_p = 0$) – она практически не расширяется и не сдвигается по частоте. Затем, при $\varepsilon_0 > 3 \cdot 10^{-8}$, резонансная кривая несимметрично расширяется и ее максимум сдвигается вниз по частоте, а при $\varepsilon_0 > 4 \cdot 10^{-8}$ она становится неоднозначной. Так, при $\varepsilon_0 = 2 \cdot 10^{-7}$ (кривая 6), при уменьшении Δ_p амплитуда ε_m вначале непрерывно растет, а затем (при $\Delta_p \approx -2.2 \cdot 10^{-2}$) скачкообразно уменьшается, при увеличении же Δ_p амплитуда ε_m вначале также непрерывно растет, а при $\Delta_p \approx -1.2 \cdot 10^{-2}$ – скачкообразно увеличивается. Пунктирные линии на резонансных кривых 5, 6 не реализуются, т.к. соответствуют неустойчивым колебаниям резонатора.

Следует иметь в виду, что выражения (6) – (11) справедливы только при выполнении условия: $\varepsilon_3(\varepsilon_m) \ll \varepsilon_m(\varepsilon_0)$, что и отражено на рис. 2, на котором приведены графики зависимостей $\varepsilon_m(\varepsilon_0)$ и $\varepsilon_3(\varepsilon_0)$ от ε_0 при $\Delta_p = \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)$, $D = 1$ и различных значениях параметра $\mathrm{Q_p}/\beta$: линии 1 – $\mathrm{Q_p}/\beta = 10^6$, 2 – $\mathrm{Q_p}/\beta = 3 \cdot 10^6$, 3 – $\mathrm{Q_p}/\beta = 10^7$, 4 – $\mathrm{Q_p}/\beta = 3 \cdot 10^7$, 5 – $\mathrm{Q_p}/\beta = 10^8$. Из рис. 2 видно, что в зависимостях $\varepsilon_m = \varepsilon_m(\varepsilon_0)$ имеют место два разных участка: в начале, при малых ε_0 – $\varepsilon_m(\varepsilon_0) \propto \varepsilon_0$, а затем проявляется тенденция к насыщению. С ростом амплитуды ε_0 (и параметра $\mathrm{Q_p}/\beta$) амплитуда $\varepsilon_3(\varepsilon_0)$ третьей гармоники быстро растет: $\varepsilon_3(\varepsilon_0) \propto \exp(-\beta/\varepsilon_m)$ и при $\lg(\varepsilon_m/\beta) \approx -1{,}3$ (т.е. при $\varepsilon_m/\beta \approx 5 \cdot 10^{-2}$) достигает значений, при которых нарушается условие $\varepsilon_3(\varepsilon_m) \ll \varepsilon_m(\varepsilon_0)$. Таким образом, выражения (6) – (11) справедливы при $\varepsilon_m/\beta \le 5 \cdot 10^{-2}$. На рис. 3 приведены графики зависимостей $\beta\mu_{p,nl}(\varepsilon_m)$, $\beta\left|\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right|$ и отношения $r(\varepsilon_m) = \mu_{p,nl}(\varepsilon_m)/\left|\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right|$ от ε_m/β при $\Delta_p = \Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)$ и $D = 1$. Здесь, с ростом ε_m/β (от $3{,}1 \cdot 10^{-2}$ до $5 \cdot 10^{-2}$) значения $\beta\mu_{p,nl}(\varepsilon_m)$ и $\beta\left|\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right|$ быстро растут, причем $\mu_{p,nl}(\varepsilon_m) < \left|\Delta_{p,nl}(\varepsilon_m)\right|$, а отношение $r(\varepsilon_m)$ уменьшается с 0,94 до 0,87.

Работа выполнена в рамках Госзадания ИПФ РАН по темам № FFUF-2025-0005 и № FFUF-2024-0035.

[1] Granato A.V., Lucke K. // J. Appl. Phys. 1956. Vol. 27. P. 583.

К ВОПРОСУ О ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКА ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ

А.В. Лебедев, С.А. Манаков

ИПФ РАН

В работе показана возможность локализации источника волны Рэлея путем анализа ее дисперсии. Для компенсации искажений, вызванных дисперсией, применяются методы обращения волнового фронта или обращения времени. Особенностью представленной работы является использование измеренной дисперсии рэлеевской волны. Эффективность подхода продемонстрирована на примере анализа экспериментальных данных, полученных в реальных условиях. Результаты анализа представляют интерес для дистанционной диагностики сейсмоакустических источников.

Постановка задачи

В задачах дистанционной волновой диагностики вопрос поиска источника на основе измерений сейсмического или акустического отклика имеет важное значение. Решение таких задач связано с построением акустических изображений сред, диагностикой дефектов в материалах, ультразвуковой медицинской диагностикой и т.п. В общем виде задача локализации источника акустического излучения, помещенного в неоднородную среду, представляет собой задачу обращения времени [1, 2]. Как отмечается в обзорной статье [1], для решения подобных задач требуется стационарность параметров распространения, взаимность относительно пространственных координат или симметрия функции Грина относительно координат источника и приемника, а также отсутствие сильного поглощения вдоль трассы распространения волн. В большинстве случаев, представляющих практический интерес, эти требования выполняются с приемлемой точностью.

В иллюстративных целях начнем рассмотрение с простой модели, которая поясняет идею. Предположим, имеется набор всего из двух сейсмических приемников и источник, расположенный на линии, соединяющей приемники. Для определенности предположим также, что сейсмические приемники представляют собой геофоны, регистрирующие вертикальную проекцию вектора колебательной скорости поверхности. Такая схема расположения отвечает простейшей из возможных реализаций спектрального метода анализа поверхностных волн (Spectral Analysis of Surface Waves или SASW) [3]. Рассмотрим сигналы $f_{1,2}(t)$, распространяющиеся в виде поверхностной волны Рэлея и принимаемые на удалении от источника. В силу линейности рассматриваемой задачи эти сигналы могут быть представлены в виде интегралов Фурье:

$$f_n(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega)\, exp\left[-i\omega\left(t - \frac{r_n}{V(\omega)}\right)\right] d\omega. \qquad (1)$$

Здесь $S(\omega)$ – спектральная плотность амплитуд первичного источника, зависящая от его типа, r_n – расстояние от источника $n = 1,2$, $V(\omega)$ – фазовая скорость волны Рэлея. Сделаем короткое примечание относительно (1). Экспоненциальная функция под интегралом (1) есть не что иное, как функция Грина источника волны Рэлея. Например, для источника в виде вертикальной силы следовало бы заменить экспоненту функцией Ханкеля первого рода нулевого порядка. Мы полагаем, что подлежащие определению

расстояния r_n много больше самой большой длины волны, и поэтому функцию Ханкеля возможно заменить на ее высокочастотную асимптотику, а дополнительный фазовый множитель включить в $S(\omega)$ под интегралом (1). Корневую зависимость амплитуды волны Рэлея от расстояния можно также учесть в $S(\omega)$. Компенсация дисперсионных искажений связана в первую очередь с фазовым множителем под интегралом (1). В отсутствие дисперсии и величина r_n/V не зависит от частоты, определяя запаздывание сигнала. Ширина импульса $\mathrm{f_n(t)}$ определяется спектром источника.

Если дисперсия волны Рэлея известна, то расстояние r_n можно определить, подбирая величину $\tilde{r}_n$ в выражении

$$\tilde{f}_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega)\, exp\left[-i\omega\left(t - \frac{\tilde{r}_n - r_n}{V(\omega)}\right)\right] d\omega. \qquad (2)$$

Искомому значению расстояния отвечает минимальная длительность огибающей $\tilde{f}_n(t)$. Нетрудно видеть, что эта процедура, с одной стороны, является разновидностью метода согласованной фильтрации, а, с другой, – отвечает зеркалу фазового сопряжения [4]. Приведем численный пример, моделирующий распространение волны Рэлея в среде, состоящей из упругого слоя и полупространства. Параметры зададим близкими к натурным измерениям [5]: плотность постоянна и составляет 1.5 г/см^3, скорости звука и сдвига в слое 300 и 150, скорости в полупространстве 410 и 205 (величины в м/с). Граница раздела сред составляет 1.8 метра.

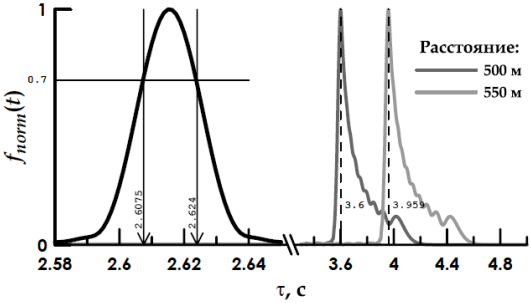


Рис. 1

Дисперсионное размытие хорошо видно на рис. 1, где представлены нормированные на максимальные амплитуды, огибающие импульсных откликов в полосе излучаемых источником частот. Для сравнения жирной черной линией здесь же показана огибающая импульсного отклика на расстоянии 500 м в отсутствие дисперсии, когда толщина слоя в модельной среде h = 0. Ширина импульса отвечает полосе частот излучения и составляет 16.2 мс (временной интервал между вертикальными маркерами на рис. 2). Отклики на расстояниях 500 и 550 метров размыты из-за дисперсии скорости волны Рэлея (1). Времена прихода, оцениваемые как отвечающие максимуму огибающей сигнала, показаны вертикальными штриховыми линиями. Примерно половина полосы частот излучаемого сигнала (50−100 Гц) отвечает высокочастотной асимптотике дисперсионной зависимости $V(\omega)$. Оценка скорости распространения волны составляет приблизительно 139 м/с. Расстояние до первого приемника оценивается как 509 м, т.е. с ошибкой около 10 метров.

Временные отсчеты на оси абсцисс рис. 1 отвечают условию синхронизации приемника и источника, когда нулевое значение времени отвечает времени излучения. Синхронизация не всегда возможна. Поэтому выполним оценку расстояния из условия минимума длительности импульсного отклика, когда абсолютное значение времени прихода импульса неизвестно (произвольное значение начала отсчета на оси времени). На рис. 2 представлена зависимость длительности огибающей импульсного отклика от пробной величины расстояния $\tilde{r}_n$ в выражении (2). Горизонтальная штриховая линия отвечает длительности импульсного отклика 16.2 мс (определена на рис. 1), которая зависит от полосы излучаемых частот. Как следует из данных рис. 2, минимум длительности импульсного отклика достигается при $\tilde{r}_n = 500$ м, что соответствует заданному расстоянию. При построении рис. 2 не была использована никакая априорная информация, а дисперсионная зависимость оценивалась стандартными методами SASW [3].

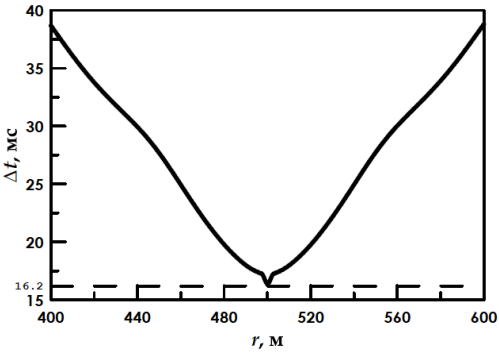


Рис. 2

Экспериментальная проверка

Эксперимент был проведен в 2011 году на полигоне ИФП РАН «Безводное». В качестве источника использовался удар кувалдой по площадке, установленной на поверхности земли. Синхронно с ударом кувалды осуществлялся запуск цифровых сейсмостанций «Лакколит X-M2». Частота квантования составляла 1000 Гц, частота фильтра низких частот была задана равной 250 Гц, длительность записи сейсмических сигналов для каждого удара 3.072 с. Геофоны располагались через 2 метра друг от друга в линию, на продолжении которой помещался источник. В 24 точках размещения геофонов регистрировалась вертикальная проекция вектора колебательной скорости поверхности земли. Спектр импульса удара был локализован в полосе частот 10−40 Гц, наблюдалась эффективное возбуждение волны Рэлея на этих частотах. Поскольку одним из условий применимости предложенного выше способа оптимальной обработки является отсутствие эффектов ближней зоны, из всех серий измерений выбрана та, где расстояние до ближайшего приемника превышает длину волны Рэлея для минимальной частоты излучения.

Измеренная дисперсионная зависимость представлена на рис. 3. Подробности описания процедуры обработки пространственно–временных спектров или *f-k* спектров опустим, имея в виду стандартный способ представления и анализа данных. Значения V, отвечающие данным рис. 3, использовались для вычислений. В результате выполнения вычислений для набора x_0 (расстояние до ближайшего к источнику геофона) и t_0 (погрешность синхронизации) была построена функция согласия, показанная в нормированном на максимум виде на рис. 4. Небольшое смещение максимума по временной

оси в область $t_0 \approx 0.05$ с можно связать с конечной длительностью импульсного отклика геофонов.

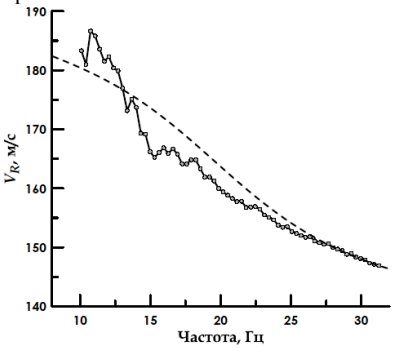


Рис. 3

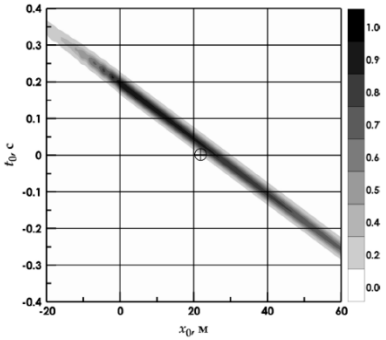


Рис. 4

Таким образом, в реальном эксперименте продемонстрирована компенсация дисперсионных искажений при распространении волны Рэлея и решение задачи поиска источника волн. Использование алгоритмов обращения позволяет локализовать вторичные источники, возникающие при рассеянии на дефектах структуры исследуемой среды. Теоретическое описание рассеяния представлено в статье [6].

Работа выполнена в рамках государственного задания ИПФ РАН по теме №FFUF-2024-0035.

[1] Fink M. // Phys. Today. 1997. Vol. 3. P. 34.
[2] Зельдович Б.Я., Пилипецкий Н.Ф., Шкунов В.В. Обращение волнового фронта. – М.: Наука, 1985, 240 с.
[3] Nazarian S., Stokoe K.H., Hudson W.R. // Transp. Res. Rec. 1983. Vol. 930. P. 38.
[4] Yariv A., Fekete D., Pepper D.M. // Opt. Lett. 1979. Vol. 4, no. 2. P. 52.
[5] Авербах В.С., Лебедев А.В., Манаков С.А., Таланов В.И. // Акуст. журн. 2012. Т. 58, № 5. С. 649.
[6] Лебедев А.В., Манаков С.А., Дубовой Д.В. // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2023. Т. 69, № 5–6. С. 483.

К ВОПРОСУ ОБ УСРЕДНЕННОЙ ГИДРОДИНАМИЧЕСКОЙ СИЛЕ, ДЕЙСТВУЮЩЕЙ НА ПОЛИЭТИЛЕНОВУЮ ПЛЕНКУ В ПОЛЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ.

Г.Е. Хазанов[1, 2], С.А. Ермаков[1, 3]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[3] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Введение

Проблема пластикового загрязнения водоемов приобрела крайне актуальный характер в связи с ростом антропогенного загрязнения Мирового океана [1]. При этом пластиковые объекты, даже те, плотность которых меньше плотности воды, оказываются часто плавающими не на поверхности, а в верхних слоях воды.

В данной работе предпринята попытка углубить понимание физических механизмов, определяющих динамику пластиковых фрагментов с положительной плавучестью в приповерхностном слое. Рассмотрен новый эффект, не описанный ранее в литературе, а именно – "притапливание" фрагментов пластикового мусора под действием поверхностных волн. В ходе численного моделирования с использованием программного обеспечения с открытым исходным кодом «OpenFOAM», рассматривается взаимодействие несжимаемой ньютоновской жидкости и упругого твердого тела.

Описание методики

Для численного моделирования использовался пакет «OpenFOAM». Для задач взаимодействия жидкости и твердых упругих тел, существует набор инструментов «solids4foam» [2]. Данный пакет использует подход разделения вычислительного домена на две области: жидкость и тело, с последовательным вычислением динамики того и другого в отдельности, учитывая взаимодействие между ними. Решается двумерная задача в плоскости XZ, где ось OX направлена вдоль распространения волны, ось OZ направлена вертикально вверх. Основные уравнения гидродинамики – уравнение непрерывности и уравнение Навье-Стокса записываются в виде:

$$\nabla \boldsymbol{v} = 0 \tag{1}$$

$$\frac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial t} + \boldsymbol{v}(\nabla * \boldsymbol{v}) = \nu \Delta \boldsymbol{v} - \frac{1}{\rho}\nabla p + \boldsymbol{g}, \tag{2}$$

где ρ – плотность жидкости, v – вектор скорости, p – давление, $g = (0, -g_z)$ здесь g_z – ускорение свободного падения, ν – кинематическая вязкость.

Для твердого тела мы предполагаем конечные деформации, так как отклонения предполагаются слишком большими, чтобы считать их линейными**.** Уравнение, определяющее динамику тела – закон сохранения импульса.

$$\rho \frac{\partial^2 \boldsymbol{u}}{\partial t^2} = \nabla \boldsymbol{\sigma} + \rho \boldsymbol{g}, \tag{3}$$

где ρ – плотность тела, $\boldsymbol{u}$ – вектор деформации, $\boldsymbol{\sigma}$ – тензор напряжений.

$$\boldsymbol{\sigma} = \frac{1}{\boldsymbol{J}}\left[\frac{K}{2}(J^2 - 1)\boldsymbol{I} + \mu J^{\frac{-2}{3}} dev[\boldsymbol{F} * \boldsymbol{F}^T]\right] \quad (4)$$

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{I} + (\boldsymbol{\nabla_0 u})^T \quad (5)$$

$\boldsymbol{F}$ – тензор деформации, представляющий собой разницу между исходным и деформированным состоянием материала. $\boldsymbol{I}$ – единичный тензор, $\boldsymbol{\mu}$ – коэффициент Пуассона, $\boldsymbol{J} = \boldsymbol{det}[\boldsymbol{F}]$ – якобиан.

Кинематическое граничное условие на границе раздела жидкости и твердого тела – скорость должна быть непрерывной. Из уравнения сохранения импульса следует динамическое граничное условие, отвечающее равенству сил вдоль нормали к границе раздела. Таким образом, на каждом временном шаге происходит решение отдельно для жидкости, затем вычисляется сила на границе раздела жидкости и твердого тела, вычисление деформации тела, вычисление скорости на границе раздела и обновление сетки в области жидкости. Затем все то же самое на следующем шаге по времени.

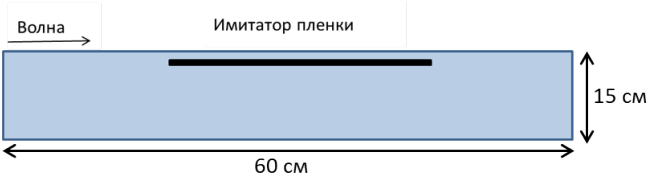


Рис. 1

На рис. 1 представлена геометрическая схема численного эксперимента. Рассматривалась плоская задача, бегущая волна распространялась слева направо вдоль оси x, в присутствии небольшого куска плавучей полиэтиленовой пленки в приповерхностном слое воды. Длина волны варьировалась от 6 - 15 см, крутизна волны варьировалась от ka = 0.09 - 0.22. Вязкость воды 0,01 см^2/с. Длина имитатора 3 см, толщина 0.2 мм. Плотность имитатора составляла 0,9 г/м^3.

Результаты численного моделирования

Вначале был рассмотрен простой случай, когда отсутствуют поток над поверхностью воды и волны на поверхности воды, а пленка размещена на некоторой глубине в толще воды. В таком случае, пленка, плотность которой чуть меньше плотности воды, медленно всплывала. В дальнейшем частоты поверхностных волн выбирались таким образом, чтобы периоды волн – T, были много меньше характерного времени всплытия. Далее была проведена серия симуляций, в ходе которых пленка в начальный момент времени находилась на фиксированной глубине и при этом задавалась поверхностная волна с фиксированной частотой и с различными значениями крутизны. Сравнение динамики пленки при наличии волнения на поверхности и в случае спокойной поверхности при одинаковом начальном заглублении приведено на рис. 2, где

продемонстрирована зависимость безразмерной вертикальной координаты центра масс пленки от безразмерного времени (волнение на поверхности – сплошная линия, спокойная поверхность – пунктирная линия).

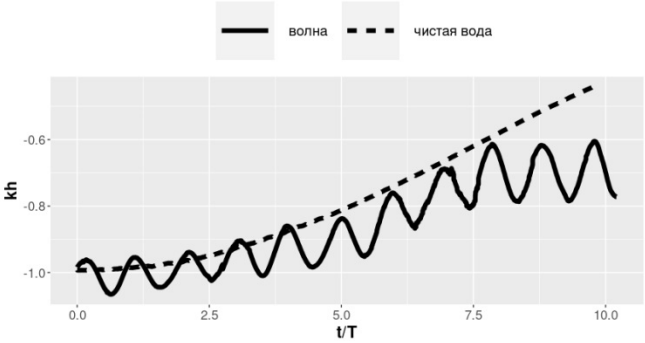


Рис. 2

Можно видеть, что скорость всплытия пленки при наличии волнения на поверхности с течением времени уменьшается и при достижении определенного уровня выходит на равновесную глубину. Можно заключить, что в осциллирующем поле волновых орбитальных скоростей частиц жидкости возникает усредненная сила, действующая на тело и направленная противоположно выталкивающей силе и являющейся гидродинамическим аналогом рассмотренной в механике и электродинамике (см. [3, 4]), средней силы, действующей на частицу в быстро осциллирующем поле.

Быстро осциллирующая сила **F**, которая возникает при обтекании ПЭ пленки полем волновых орбитальных скоростей, определяется интегралом от динамических компонент тензора напряжений по поверхности пленки и, в силу очень сложного характера обтекания пленки, эту силу не удается описать аналитически. Однако эту силу можно рассчитать численно. Если рассматривать движение пленки как целого, не учитывая изменение её формы и описывая положение пленки по вертикали координатой z, то, выделяя явно слагаемые, связанные с силой тяжести и с Архимедовой силой можно записать уравнения движения пленки. При этом, представляя движение пленки как быстро осциллирующие малые колебания пленки под действием силы F и медленную составляющую $Z(t) = \overline{z(t)}$, получаемую в результате усреднения движения по периоду волны, можно получить уравнение, описывающее усредненное движение пленки в виде:

$$m_f \frac{d^2 Z}{dt^2} = g m_f \left(\frac{\rho_w}{\rho_f} - 1 \right) - \frac{\partial \overline{\overline{F^2}}}{\partial Z} \frac{1}{2 m_f \omega^2}, \qquad (8)$$

где ρ_w и ρ_f – плотность воды и пленки, m_f – масса пленки, ω – частота волны.

Последнее слагаемое представляет действующую на пленку усредненную силу в поле поверхностной волны. Учитывая экспоненциальное спадание волнового

движения с глубиной, усредненную силу можно записать как: $\frac{\overline{F^2}k}{m_f\omega^2}$, сила эта направлена вниз и приводит к притапливанию пленки. На рисунке 3 представлена зависимость средней силы от крутизны волны при фиксированном соотношении размера имитатора к длине волны (l/la = 0.3). Сила плавучести (разница между силой Архимеда и силой тяжести) в данном случае равна 0.1Н. Можно видеть, что усредненная сила быстро растет с ростом крутизны волны.

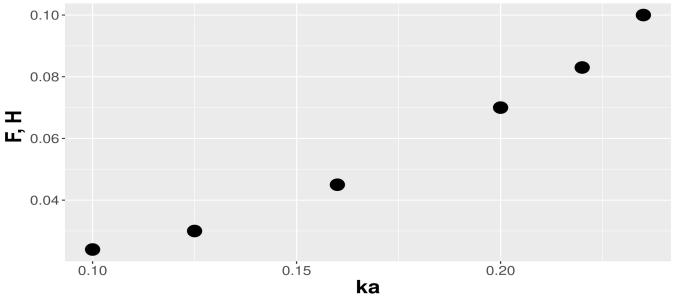


Рис. 3

Выводы

Продемонстрирована возможность существования глубины, на которой пленка находится в состоянии динамического равновесия. Показано, что, в поле орбитальных волновых движений частиц жидкости возникает усредненная гидродинамическая сила, которая направлена против архимедовой силы и являющейся гидродинамическим аналогом рассмотренной в механике, а также в электродинамике средней силы, действующей на частицу в быстро осциллирующем поле. Дана оценка величины этой силы.

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ в рамках проекта № 23-17-00167.

[1] Chubarenko I. et al. // From macro to micro, from patchy to uniform: Analyzing plastic contamination along and across a sandy tide-less coast // Marine Pollution Bulletin. 2020. Vol. 156. p.
[2] Cardiff P. et al. // An open-source finite volume toolbox for solid mechanics and fluid-solid-interaction simulations. // Computer Physics Communications. 2018. P 1.
[3] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. // Теоретическая Физика. Том 1. Механика. – М: «Наука», 1974, 224 с.
[4] Gaponov A.V., Miller M.A. // Potential Wells for Charged Particles in a High-Frequency Electromagnetic Field // Journal of Experimental and Theoretical Physics. 1958. Vol. 7, no. 1. P. 168.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПРИВОДНОЙ СКОРОСТИ ВЕТРА НА ОСНОВЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯННОГО СИГНАЛА В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛЯ УСЛОВИЙ ВНУТРЕННЕГО ВОДОЕМА НА ПРИМЕРЕ ГОРЬКОВСКОГО ВОДОХРАНИЛИЩА

О.С. Ермакова, Н.С. Русаков, Д.А. Сергеев, Ю.И. Троицкая

ИПФ РАН

Многочисленные попытки определения скорости ветра над морской поверхностью в широком диапазоне геофизических и географических условий предпринимались в течение последних 30 лет и до сих пор остаются актуальной проблемой [1]. Одним из основных инструментов, привлекаемых для решения этой проблемы, является активное дистанционное зондирование с использованием спутниковых микроволновых скаттерометров и РСА. Поскольку эти приборы измеряют обратное рассеяние на морской поверхности, покрытой ветровыми волнами, а не непосредственно скорость ветра, были предложены так называемые геофизические модельные функции (ГМФ), связывающие характеристики обратного микроволнового рассеяния со скоростью ветра. Построение этих функций становится возможным, поскольку величина обратного рассеяния зависит от шероховатости водной поверхности и, как следствие, от поверхностного напряжения ветра (или скорости трения ветра), которое в рамках теории Монина-Обухова связано со скоростью ветра на высоте 10 м. В настоящее время для слабых и умеренных скоростей ветра широко используются геофизические модельные функции, разработанные для С-диапазона на основе скаттерометрических данных: CMOD4, CMOD5, CMOD5.N, CMOD_IFR2, CMOD7 [2], [3]. Были разработаны геофизические модельные функции C-SARMOD и C-SARMOD2, основанные непосредственно на накоплении данных, полученных с РСА, базирующихся на спутниках Radarsat-2 и Sentinel-1, совмещенных с данными с буев [4]. Следует отметить, что все существующие модели определения скорости ветра на основе данных дистанционного зондирования были созданы для условий открытого океана и вопрос об их применимости для внутренних водоемов остается открытым. На данный момент существует лишь одна геофизическая модельная функция, предложенная в работе [5], которая была разработана с использованием модели малых уклонов для условий Каспийского моря.

В настоящей работе проведены попытки применения существующих ГМФ для восстановления скорости ветра по данным РСА-изображений на прямой (VV) поляризации со спутника Sentinel-1, отобранным для акватории Горьковского водохранилища. Для расчетов скорости ветра на высоте 10 м по восстановленным со спутниковых снимков УЭПР, были использованы модели CMOD5, CMOD5.N, CMOD7 и модель из работы [5]. Результаты расчетов были сопоставлены с измерениями с метеостанции на маяке, расположенном в южной части Горьковского водохранилища. В процессе работы было использовано 80 РСА-изображений южной части Горьковского водохранилища, сделанных в период с сентября 2017 г. по конец 2022 г. Величина УЭПР была осреднена внутри квадрата 1×1 км, с центром на расстоянии 1.5 км от маяка. При зондировании азимутальный угол составлял 256 градусов, а угол падения составлял либо 34.27°, либо 41.75°.

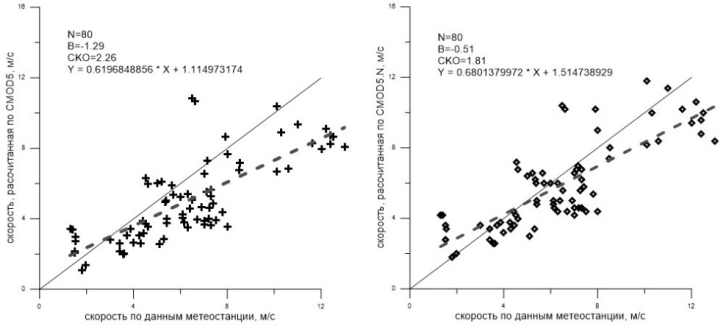


Рис. 1

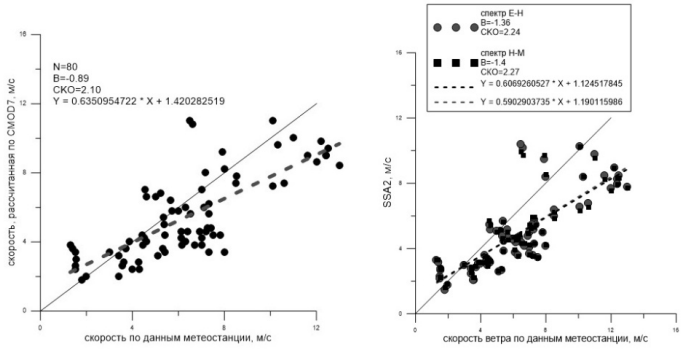


Рис. 2

Рассчитанные скорости ветра изображены на рис. 1 и рис. 2. Видно, что для всех моделей семейства CMOD, а также для модели из работы [5] наблюдается значительное расхождение с данными с маяка, что подтверждается высокими значения среднеквадратичных отклонений. На основании проведенного анализа можно утверждать, что данные модели не применимы для восстановления скорости ветра на внутренних водоемах. В связи с недостатком моделей, позволяющих проводить адекватное восстановление скоростей ветра на акватории внутренних водоемов в рамках настоящей работы была предложена новая геофизическая модельная функция, разработанная для специфических условий внутренних водоемов на примере Горьковского водохранилища. При разработке ГМФ для моделирования электромагнитного рассеяния на взволнованной водной поверхности была использована двухмасштабная модель [6], при этом удельная эффективная площадь рассеяния описывается следующим выражением:

$$\sigma_{VV} = \frac{\pi}{tan^4\theta_i}|G_{VV}|^2(1 + g_{VV}\varsigma^2)B(k_b, \varphi). \quad (1)$$

Здесь θ_i – угол падения, $g_{VV} = \frac{tan^4\theta_i}{2|G_{VV}|^2}\frac{\partial^2}{\partial\theta_I^2}\left(\frac{|G_{VV}|^2}{\tan^4\theta_i}\right)$ – поляризационный коэффициент, описывающий эффект наличия длинных волн, модулирующих углы наклона брэгговских волн, $B(k_b, \varphi)$ – спектр крутизны, $k_b = 2k_i sin\theta_i$ – брэгговское волновое число, ς^2 – среднеквадратичный уклон длинных волн в плоскости падения, коэффициент отражения имеет следующий вид:

$$G_{VV} = \frac{(\varepsilon_r - 1)(\varepsilon_r(1 + sin^2\theta_i) - sin^2\theta_i)}{\left(cos\theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - sin^2\theta_i}\right)}. \quad (2)$$

Здесь ε_r – диэлектрическая проницаемость пресной воды, равная 81,5736 для средней температуры 16°C, типичной для Горьковского водохранилища. Расчеты выполнены для частоты 5,405 ГГц и прямой поляризации, соответствующей РСА Sentinel-1. Рассматриваемый диапазон скоростей ветра составлял значения до 15 м/с. Диапазоны для углов падения, используемый для расчетов – 30°–45°, относительного направления ветра – 0°–180°. Для расчетов был использован спектр Elfouhaily [7], который имеет сходную асимптотику со спектром, наблюдающимся на Горьковском водохранилище для коротких волн по данным натурных наблюдений [8]. Расчеты проводились с шагом 2,5° для угла падения, 5° для относительного направления ветра и 0,5 м/с для скорости ветра. Для построения новой ГМФ было применено эмпирическое функциональное соотношение, используемое для всех моделей семейства CMOD, которое содержит зависимость УЭПР σ от скорости ветра U_{10}, угла падения θ_i и относительного направления ветра φ:

$$\sigma = C_0(U_{10}, \theta_i) + C_1(U_{10}, \theta_i)cos\varphi + C_2(U_{10}, \theta_i)cos2\varphi. \quad (3)$$

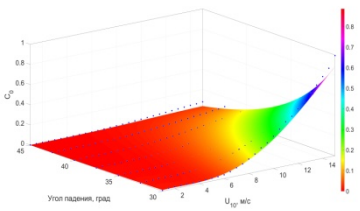


Рис. 3

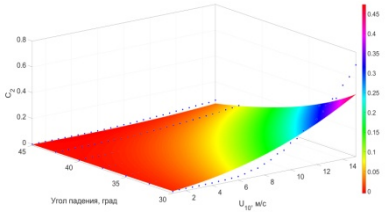


Рис. 4

Для каждого значения скорости ветра и угла падения были получены зависимости констант C_0 и C_2 от относительного направления ветра. Полученные зависимости C_0 и C_2 от угла падения и скорости ветра были аппроксимированы с помощью полиномиальных приближений для U_{10} и степенных функций для зависимостей от θ_i (цветная поверхность на рис. 3 и рис. 4). Рассчитанные с использованием новой ГМФ скорости ветра на высоте 10 м были сопоставлены с измерений с метеостанции для того же массива данных, который был использован для валидации ГМФ семейства CMOD (рис. 5). В этом случае среднеквадратичное отклонение составило 1,523, что оказалось заметно меньше, чем в случае ГМФ для открытого океана и Каспийского моря, что говорит в пользу применимости разработанной ГМФ для условий внутреннего водоема.

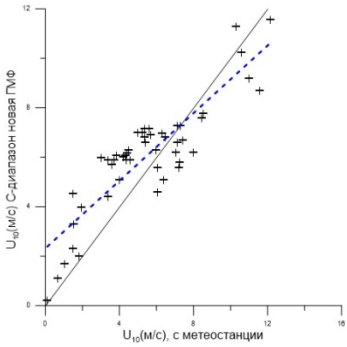


Рис. 5

Исследование применимости геофизических модельных функций, разработанных для условий открытого океана проведено в рамках госзадания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FFUF-2025-0005, разработка геофизической модельной функции для Горьковского водохранилища проведено при финансовой поддержке гранта РНФ № 25-77-20016.

[1] Verhoef A., Portabella M., Stoffelen A. // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2012. Vol. 50, no. 7. P. 2481.
[2] Hersbach H., Stoffelen A., de Haan S. // J. Geophys. Res. 2007. Vol. 112 (C3). P. C03006.
[3] Stoffelen A., Verspeek J.A., Vogelzang J., Verhoef A. // IEEE J. Sel. Topics. Appl. Earth. Observ. Remote Sens. 2017. Vol. 10, no. 5. P. 2123.
[4] Mouche A., Chapron B. // J. Geophys. Res. 2015. Vol. 120. P. 7195.
[5] Radkani N., Zakeri B.G. // Int. J. Remote Sens. 2020. Vol. 41, no. 9. P. 3511.
[6] Kudryavtsev V., Hauser D., Caudal, G., Chapron B. // J. Geophys. Res. 2003. Vol. 108. FET 2-1–FET 2-24.
[7] Elfouhaily T., Chapron B., Katsaros K., Vandemark D. // J. Geophys. Res. Oceans. 1997. Vol. 102. P. 15781.
[8] Baydakov G.A., Kandaurov A.A., Kuznetsova A.M., Sergeev D.A., Troitskaya Yu.I. // Izvestiya Rossiiskoi Akademii Nauk, Seriya Fizicheskaya. 2018. Vol. 82, no. 11. P. 1569.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОВОЛНОВОГО СИГНАЛА, РАССЕЯННОГО НА ВЗВОЛНОВАННОЙ ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПРИ ВЫСОКИХ СКОРОСТЯХ ВЕТРА В РАМКАХ ЛАБОРАТОРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Н.С. Русаков, Г.А. Байдаков, Д.А. Сергеев, О.С. Ермакова, Ю.И. Троицкая

ИПФ РАН

Введение

Восстановление поля скорости ветра в ураганах и тропических циклонах является важной прикладкой и фундаментальной задачей. Правильная оценка данной величины – основа безопасности судоходства и прибрежных зон, кроме того, восстановление параметров приводного слоя атмосферы необходимо для оценки процессов, протекающих в приповерхностном слое океана. В связи с тем, что в настоящее время гидрометеорологические наблюдения представлены в основном редкой сетью буев, перспективным является использование инструментов дистанционного зондирования. Для восстановления скорости и направления ветра традиционно используются геофизические модельные функции (ГМФ), которые представляют собой эмпирические зависимости, связывающие параметры приводного слоя атмосферы с удельной эффективной площадью рассеяния (УЭПР) морской поверхности и зависящие также от угла зондирования. В настоящее время большинство предложенных ГМФ разработаны для сигнала на соосных поляризациях, когда поляризация излученного и принятого сигналов совпадают. Однако такой режим зондирования неприменим для восстановления высоких скоростей ветра, ввиду насыщения зависимости УЭПР от скорости приводного ветра при скоростях более 25 м/с. Относительно недавно было обнаружено [1], что сигнал на ортогональной поляризации свободен от этого недостатка и не испытывает насыщения с ростом скорости ветра, что повлекло за собой активную разработку ГМФ, основанных на таком режиме приема/излучения. Уровень полезного сигнала на ортогональной поляризации значительно ниже, чем на соосной и предложенные в настоящий момент ГМФ характеризуются значительными ошибками в восстановлении величины скорости ветра и функциональными отличиями между собой. В связи с этим перспективным методом является проведение лабораторных измерений в повторяемых условиях, с возможностью детального изучения параметров воздушного потока и характеристик волнения и рассеянного микроволнового сигнала для конструирования ГМФ, основанной не только на эмпирических связях, но и с привлечением теоретических моделей.

Экспериментальная часть

Ранее в ходе экспериментов по исследованию рассеяния микроволнового излучения на ветровом волнении при экстремальных скоростях ветра, было обнаружено, что скорость рассеивателей радиолокационного сигнала превосходит фазовые скорости ветровых волн. Этот эффект наличия высокоскоростных рассеивателей был интерпретирован как рассеяние сигнала на гребнях обрушивающихся волн. По этой причине следующим этапом исследований стало количественное измерение вклада обрушивающихся волн в рассеянный сигнал и измерение УЭПР обрушивающегося гребня.

Для исследования рассеяния на одиночном обрушении был поставлен отдельный эксперимент, позволяющий создавать обрушения волн в фиксированной точке с высокой повторяемостью. В начале канала был установлен волнопродуктор, генерирующий цуг из трех волн длиной порядка 1 метра, которые затем подвергаясь различной ветровой накачке достигали заглубленной подводной пластины, имитирующей мелководье, и обрушались в области засветки скаттерометра. Характеристики воздушного потока и волнения измерялись с помощью трубки Пито и струнного трехканального волнографа. Также область обрушения исследовалась оптическим методов для восстановления площади пенного покрытия с помощью камер высокого разрешения. На основе алгоритма пороговой фильтрации изображения по интенсивности, из видеосъемки были извлечены данные о площади пенного покрытия в интересующей области. Радиолокационные измерения проводились с помощью доплеровского скаттерометра X-диапазона с возможностью одновременного измерения двух соосных и двух ортогональных поляризаций при углах падения 30°, 40°, 50°, наиболее типичных для РСА. Сопоставление результатов радиолокационных и оптических измерений искусственно обрушивающихся гребней волн показало высокую степень корреляции между долей водной поверхности, покрытой обрушениями, и УЭПР водной поверхности на ортогональной поляризации. При этом при прохождении длинной обрушающейся волны ветровая рябь выглаживается вследствие наличия турбулентности, аналогично работе [2] и вклад в рассеянный сигнал определяется только количеством обрушений на водной поверхности. По этой причине для дальнейшей обработки была выбрана вторая волна цуга, поскольку она окружена выглаженной водной поверхностью с обеих сторон. Для каждого из углов зондирования был вычислен коэффициент пропорциональности σ_{br}, линейно связывающий УЭПР водной поверхности и долю обрушений на ней.

На рис. 1 приведена параметризация количества обрушений на водной поверхности q от скорости ветра, справедливая для условий ветро-волнового канала, полученная из обработки изображений водной поверхности.

Дальнейшая разработка модели была основана на предположении, что рассеяние от поверхности определяется сложением сигналов, рассеянных областями обрушения, и частью поверхности воды, свободной от обрушений: $\sigma_{HV} = \sigma_{BR} q + \sigma_{SSA}(1 - q)$. Рассеяние от ветровых волн было описано в рамках модели малых уклонов второго порядка [3] из экспериментально измеренных спектров волнения, выражение имеет следующий вид (1):

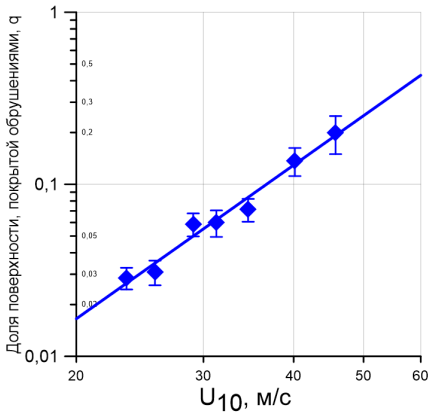


Рис. 1

$$\sigma_{SSA} = 4\pi \left|G_\gamma\right|^2 cot^2\,\theta_i\, Q_H^4 W(\boldsymbol{Q}_H) mss_y\,. \qquad (1)$$

В уравнении (1), Q_H – брегговское волновое число, $W(\boldsymbol{Q}_H)$ – компонента пространственного спектра в области брегговского волнового числа, mss_y – среднеквадратичный уклон поверхности в направлении, перпендикулярном падающей волне. Наличие в формуле поперечного уклона в явном виде демонстрирует важность наклона плоскости падения при рассеянии сигнала на ортогональной поляризации. Вся формула может быть интерпретирована как комбинация брегговского рассеяния и рассеяния на длинных волнах.

Оценка вклада обрушений была сделана на основе экспериментально измеренной зависимости доли обрушений на водной поверхности от скорости ветра и коэффициента пропорциональности УЭПР водной поверхности при наличии на ней обрушений. На рис. 2 приведены расчеты вкладов обеих областей в рассеянный сигнал для угла зондирования 30°.

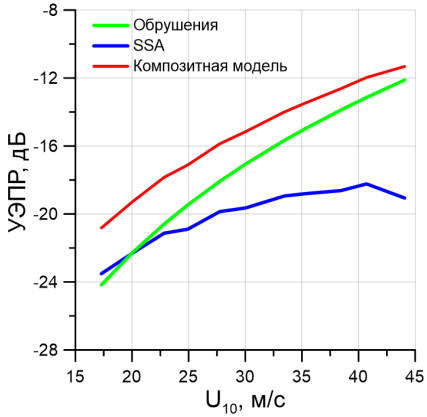


Рис. 2

Видно, что сигнал на ортогональной поляризации, рассеянный на ветровом волнении, испытывает насыщение аналогично сигналу на соосной поляризации, в то время как вклад обрушающихся волн в суммарную УЭПР непрерывно растет вместе со скоростью ветра и определяет дальнейший рост этой величины при экстремальных скоростях ветра. Прежде всего это обусловлено постоянным ростом количества обрушений на водной поверхности. Данные экспериментальных измерений УЭПР водной поверхности, сформированной под действием воздушного потока при всех трех углах зондирования на ортогональной поляризации, приведенные на рис. 3, находятся в согласии с предложенной моделью.

Предложенная модель может быть перенесена на натурные условия с учетом применения справедливого для океана спектра волнения и пересчета параметризации количества обрушений на водной поверхности.

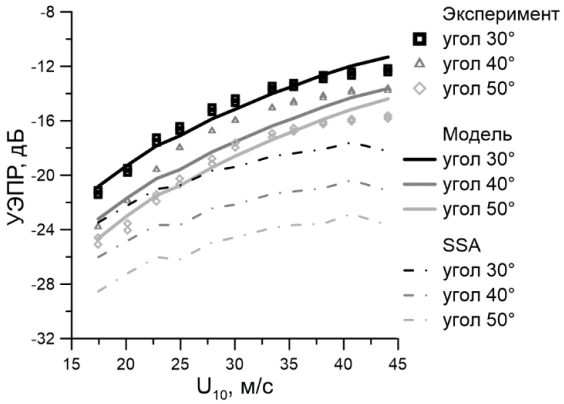


Рис. 3

Заключение

На основании экспериментов с использованием радиолокационных, оптических и контактных методов измерений показано, что УЭПР водной поверхности на ортогональной поляризации линейно зависит от доли поверхности воды, покрытой обрушениями. С использованием полученной зависимости построена композитная модель рассеяния СВЧ-излучения на взволнованной водной поверхности, учитывающая вклад в УЭПР ветрового волнения в рамках приближения «малых уклонов» второго порядка. Модель верифицирована на основе сопоставления с данными лабораторного эксперимента с использованием измеренных спектров волнения и доли поверхности воды, покрытой обрушениями. Показано, что монотонный рост УЭПР при высоких скоростях ветра связан с увеличением площади поверхности, занятой обрушениями, при этом вклад ветрового волнения стремится к насыщению, как на соосной поляризации. Найденные закономерности могут быть использованы при построении алгоритма восстановления скорости ураганного ветра по дистанционным, в том числе, спутниковым радиолокационным измерениям.

Исследование проведено при финансовой поддержке гранта РНФ № 25-77-20016.

[9] Zhang B., Perrie W. // Cross-polarized synthetic aperture radar: a new potential technique for hurricanes. Bulletin of the American Meteorological Society. 2012 Vol. 93, no. 4. P. 531.

[10] Ermakov S., Dobrokhotov V., Sergievskaya I., Kapustin I. // Suppression of Wind Ripples and Microwave Backscattering Due to Turbulence Generated by Breaking Surface Waves. Remote Sensing. 2020. Vol. 12. P. 3618.

Guérin C.-A., Johnson J.T. // A Simplified Formulation for Rough Surface Cross-Polarized Backscattering Under the Second-Order Small-Slope Approximation. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2015. Vol. 53, no. 11. P. 6308.

ИЗУЧЕНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПУЗЫРЬКОВОЙ ПЕЛЕНЫ НА ОСОБЕННОСТИ МИКРОВОЛНОВОГО РАССЕЯНИЯ НА ГРАВИТАЦИОННО-КАПИЛЛЯРНЫХ ВОЛНАХ В ЖИДКОСТИ

С.А. Ермаков[1-3], И.А. Сергиевская[1-3], В.А. Доброхотов[2], Л.М. Плотников[1, 2], А.О. Тюрин[1]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИПФ РАН

[3] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Введение

Обнаружение подводных газовых утечек и мониторинг морской поверхности требуют анализа взаимодействия волн с пузырьковой пеленой. Целью работы является исследование влияния пузырьковой пелены на характеристики гравитационно-капиллярных волн (ГКВ) и радиолокационного рассеяния, включая изучение течений, формируемых пузырьковой пеленой, анализ трансформации ГКВ на таких течениях, изучение изменчивости характеристик радиолокационного (РЛ) сигнала при рассеянии на ГКВ.

Эксперимент

Эксперименты проводились в овальном ветро-волновом бассейне Института прикладной физики РАН с использованием следующего оборудования. В начале прямого участка бассейна был установлен волнопродуктор, обеспечивавший генерацию волн с частотами 3-5 Гц и крутизнами kA=0.1–0.15. На расстоянии 130 см от волнопродуктора поперек бассейна на его дне была размещена перфорированная трубка, подключенная к воздушному компрессору. Скорости в воде измерялись с использованием ультразвукового велосиметра ADV Sontek 16 MHz. Над бассейном был установлен скаттерометр Ka-диапазона с длиной волны 8.7 мм, работающий последовательно на вертикальной (VV) и горизонтальной (HH) поляризациях, угол падения микроволн составлял 57o. Для измерения амплитуды и длины ГКВ использовались два струнных волнографа. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Скорость движения пузырьков измерялась с использованием видеосъемки (60 кадр/с). Иллюстрация поверхности воды с пузырями представлена на рис. 2.

Результаты эксперимента

Приведем вначале данные о течениях от пузырьковой пелены. Вблизи поверхности формируется дивергентное течение, скорость которого максимальна непосредственно в пелене и спадает по мере удаления от нее. По результатам обработки видео был построен график зависимости скорости пузырьков на поверхности от расстояния от пелены (см. рис. 3). Красным показана скорость, восстановленная из спектра РЛ рассеяния пузырьков, синим — рассчитанная по видеозаписям.

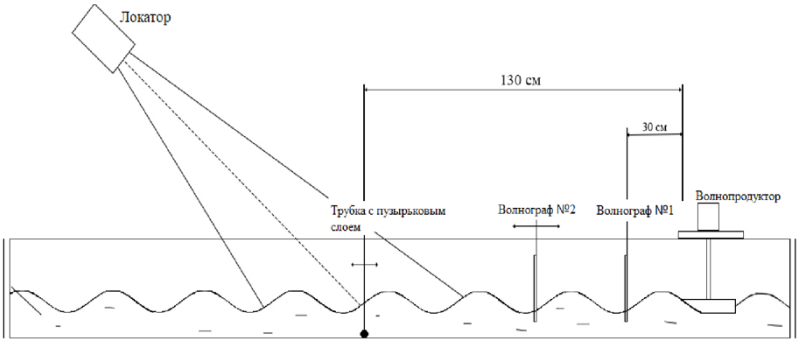


Рис. 1

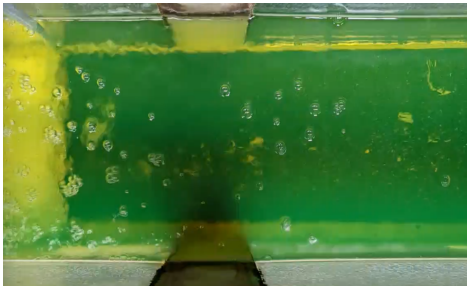


Рис. 2

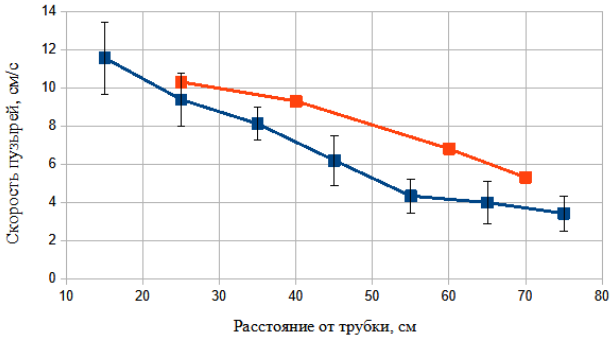


Рис. 3

Длина ГКВ с частотой 3 Гц, распространяющихся навстречу течению, уменьшается, а после прохождения зоны дивергенции, когда волна распространяется по течению, длина ГКВ возрастает. Для более высоких частот (4 Гц и 5 Гц) характер изменения амплитуды более сложный – здесь заметно проявляется эффект затухания ГКВ, который, как представляется, связан с выносом поверхностно-активных веществ из толщи воды всплывающими пузырями, а также с непосредственным влиянием пузырей, плывущих по поверхности воды. На рис. 4 приведена зависимость относительной длины волны ($\lambda/\lambda 0$), нормированной на длину ГКВ в отсутствие течения, от расстояния до волнопродуктора. Затухание амплитуды усиливается с ростом частоты и крутизны волны (рис. 5).

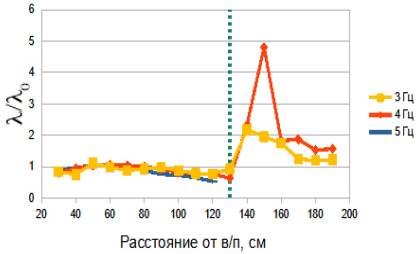


Рис. 4

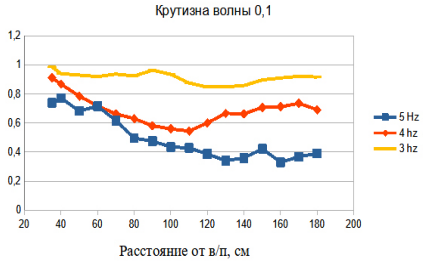


Рис. 5

Радиолокационные измерения выявили два спектральных пика: в диапазонах 0–20 Гц и 50–80 Гц (рис. 6). На низких частотах отношение VV/HH близко к 1,5 (рис. 7), что характерно для квазизеркального рассеяния на сферических пузырьках, а в диапазоне 50-80 Гц достигает 10 и выше. Скорости пузырей, оцененные по доплеровскому сдвигу на движущийся пузырях (рис. 3), хорошо совпадают с данными, полученными с видео с 90-процентным доверительным интервалом, это подтверждает вывод о том, что низкочастотные пики связаны с рассеянием на пузырях.

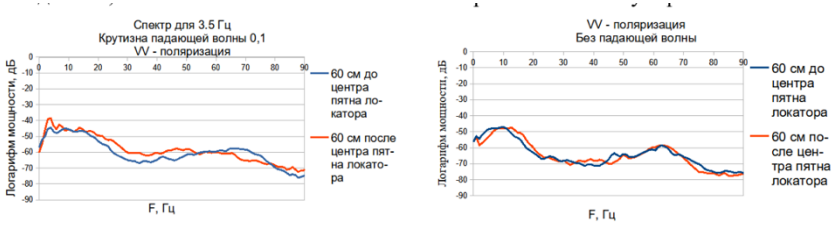


Рис. 6

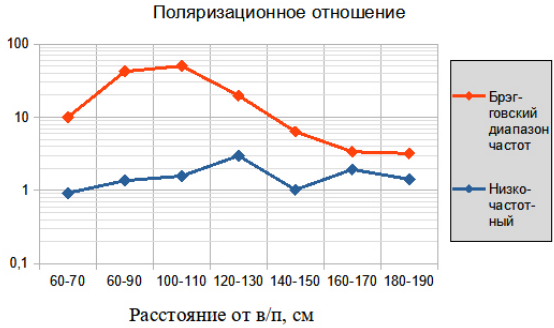


Рис. 7

Выводы

1. Поверхностные волны трансформируются в поле течения, вызванного всплывающими пузырьками: длина волн уменьшается на встречном течении и возрастает на попутном.

2. Затухание волн усиливается с ростом частоты и крутизны.

3. Радиолокационное рассеяние в Ка-диапазоне демонстрирует брэгговский характер рассеяния на ГКВ (на частотах порядка 50-70 Гц) и квазизеркальное рассеяние на движущихся по поверхности воды пузырях.

Работа выполнена в рамках Госзадания ННГУ тема №0729-2020-0037.

[1] Ермаков С.А., Капустин И.А., Лазарева Т.Н., Калимулин Р.Р. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т. 10, № 4. С. 298.

ЛАБОРАТОРНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАССЕЯНИЯ КА-ДИАПАЗОНА ОБРУШАЮЩИМИСЯ ВОЛНАМИ НА ВОДЕ, ПОКРЫТОЙ ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ПЛЕНКОЙ

С.А. Ермаков[1-3], И.А. Сергиевская[1-3], В.А. Доброхотов[1], Л.М. Плотников[1, 2], А.О. Тюрин[1, 2]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[3] ФГБОУ ВО «ВГУВТ»

Введение

Развитие теории и методов дистанционного зондирования океана является важным вопросом на сегодняшний момент применительно к экологическим и геофизическим исследованиям. Большую роль в этом играет изучение обратного микроволнового радиолокационного (РЛ) рассеяния от обрушающихся гравитационно-капиллярных волн (ГКВ) на морской поверхности. Эта тема и раньше изучалась в литературе [1, 2], в этой же работе был рассмотрен принципиально новый аспект проблемы – наличие полиэтиленовой (ПЭ) плёнки на поверхности воды в момент обрушения волны.

Эксперимент

Эксперименты проводились в овальном ветро-волновом бассейне Института прикладной физики РАН (рис. 1).

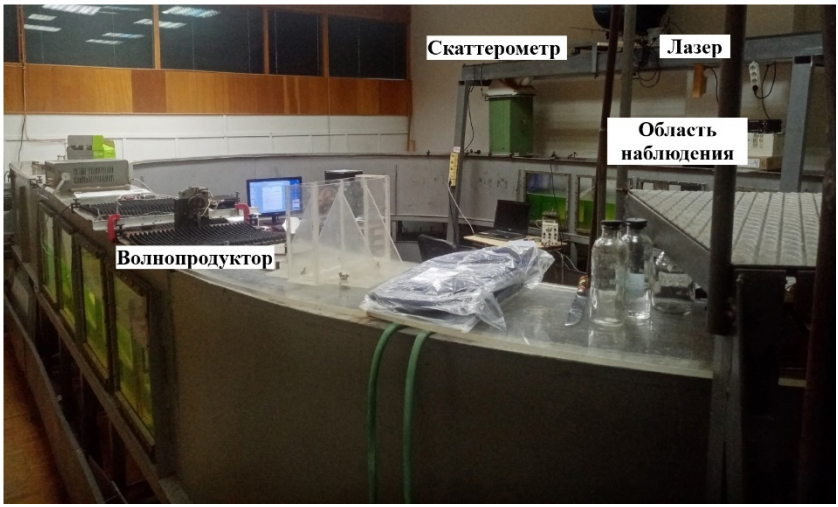


Рис. 1

Расположение приборов указано на схеме (рис. 2). С одной стороны бассейна, на прямом его участке, был установлен механический волнопродуктор, который позволял генерировать частотно-модулированные цуги, состоящие из метровых-дециметровых ГКВ большой амплитуды. С другой стороны бассейна находилась область наблюдения, где цуг, пройдя достаточное расстояние, сжимался до узкого волнового пакета вследствие эффекта дисперсионной фокусировки, в котором 1-2 волны имели большую крутизну и обрушались в пределах этой области. Над областью наблюдения был расположен лазер для лучшей подсветки профилей волн. Вода была подкрашена флюоресцентной краской для увеличения резкости профилей. Через иллюминатор велась видеосъёмка изменения профилей волны в момент обрушения. До области обрушения была установлена рамка с 2 струнными волнографами, закрепленная параллельно стенке бассейна. Они позволяли вычислить скорость волны перед обрушением. Радиолокационное рассеяние исследовалось с использованием скаттерометра Ka-диапазона с длиной волны 8,7 мм, угол падения микроволн составлял 56 градусов. Для смены поляризации сигнала прибор поворачивали на 90 градусов. На водной поверхности в области прямого участка бассейна размещались ПЭ плёнки различной толщины (60 и 200 мкм) и текстуры (гладкая и пузырьковая), длина пленки была сравнима с длиной обрушающихся волн.

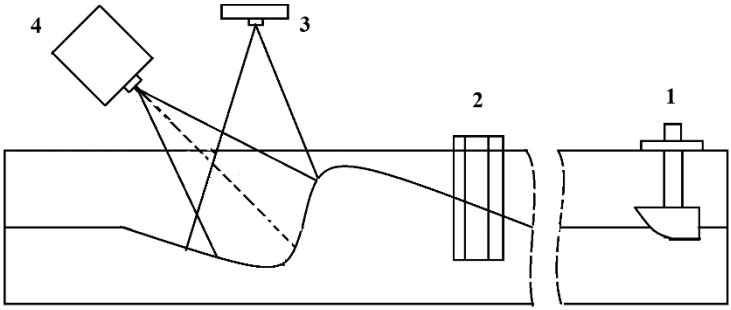


Рис. 2

На рис. 3 представлены результаты исследований особенностей радиолокационного рассеяния Ka-диапазона обрушающимися ГКВ на воде, покрытой полиэтиленовой пленкой, а именно спектры обратного рассеяния на вертикальной поляризации. Вертикальные линии на рисунке – доплеровские сдвиги для каждого случая.

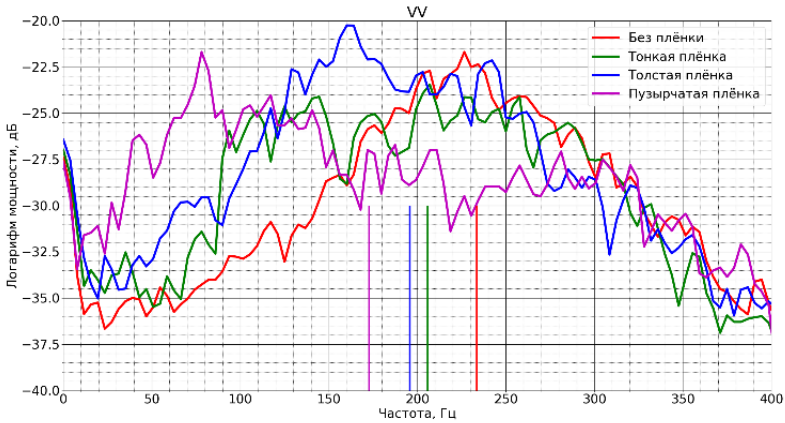


Рис. 3

Анализ полученных данных

В ходе анализа спектров было выявлено, что поляризационное отношение (ПО) между сигналами вертикальной и горизонтальной поляризаций было близко к единице как для чистой поверхности, так и для всех видов исследованных плёнок. Было выдвинуто предположение о наличии квази-зеркального рассеяния от переднего склона обрушающийся волны. Для проверки предположения были оцифрованы профили обрушающихся ГКВ и рассчитаны их наклоны. На рисунке 4 представлен профиль волны при отсутствии плёнки на поверхности воды, синим цветом отмечена область зеркального отражения – когда локальный участок профиля был перпендикулярен направлению зондирования скаттерометра. На рисунке 5 представлены данные в присутствии тонкой плёнки на поверхности воды.

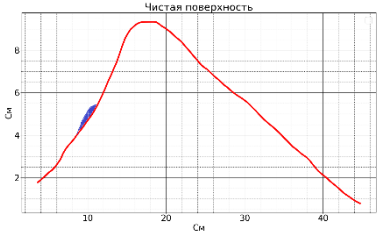


Рис. 4

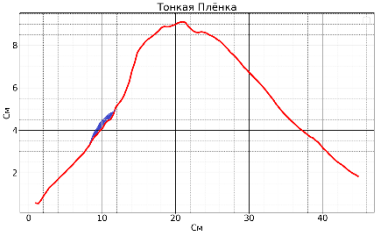


Рис. 5

Из рис. 4 и рис. 5 следует, что обратное РЛ микроволновое рассеяние от обрушающихся ГКВ на воде имеет квази-зеркальный характер как на чистой воде, так и при наличии ПЭ плёнки.

При дальнейшем анализе спектров было выявлено, что доплеровский сдвиг РЛ рассеяния уменьшался при наличии плёнки на поверхности. Из видеосъёмки удалось подсчитать среднюю скорость обрушающейся волны, которая, в пересчёте на частоту Доплера, оказалась чуть меньше сдвига для чистой поверхности. Можно полагать, что вклад в РЛ рассеяние наряду с зеркальной компонентой давали капли и брызги, образующиеся в результате стекания буруна с гребня волны на передний склон и, следовательно, движущиеся быстрее профиля волны. При наличии плёнки на поверхности воды происходило подавление этого буруна и упомянутых мелкомасштабных структур, что и приводило к смещению пика спектров РЛ рассеяния вниз по частоте.

Выводы

Впервые исследованы особенности РЛ рассеяния на обрушающихся ГКВ в присутствии ПЭ пленок на поверхности воды является важной задачей при изучении возможностей дистанционной диагностики.

Показано, что РЛ рассеяния на передних склонах обрушающихся ГКВ является квази-зеркальным, независимо от наличия плёнки на поверхности воды, что подтверждается близкими к 1 значениями отношения интенсивностей на вертикальной и горизонтальной поляризациях.

В процессе обрушения волны на ее переднем склоне формируется “расплескивающийся бурун” (spilling breaker), который порождает брызги и пену, движущиеся быстрее несущей волны, и который приводит к увеличению доплеровского сдвига РЛ сигнала. Присутствие ПЭ плёнки на поверхности воды приводит к сглаживанию профиля волны и частичному подавлению буруна, что обусловливает смещение спектра РЛ сигнала вниз по частоте.

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ в рамках проекта № 23-17-00167.

[1] Ermakov S.A., Dobrokhotov V.A., Kapustin I.A., Sergievskaya I.A. // Suppression of Wind Ripples and Microwave Backscattering Due to Turbulence Generated by Breaking Surface Waves. Remote Sens. 2020. Vol. 12(21). P. 3618.

[2] Ermakov S.A., Kapustin I.A., Sergievskaya I.A. // On peculiarities of scattering of microwave radar signals by breaking gravity-capillary waves. Radiophys. Quantum Electron. 2012. Vol. 55. P. 453.

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ ЧАСТИЧНО-КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ МОДЕЛИ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В МЕЛКОМ МОРЕ

А.В. Смирнов

ИПФ РАН

Введение

Как известно, в реальной морской обстановке условия распространения акустических сигналов в толще подводного звукового канала (ПЗК) постоянно изменяются [1]. Это связано как с изменчивостью самой среды (например, прогрев приповерхностного слоя в течение дня и года), так и с недостаточной изученностью структуры морского дна (плотность, скорость звука и толщина слоев в дне). Таким образом, даже если поместить антенную решетку (АР) в канале распространения и настроить ее на эффективную обработку полезного сигнала на фоне динамического шума окружающей среды и сигналов от источников помех в данный момент времени, то при изменении условий среды с течением времени её эффективность может сильно снизиться. В работе проведен количественный анализ потерь эффективности выбранных методов пространственной обработки частично-когерентных сигналов, принимаемых вертикальной АР от удаленных источников на фоне интенсивных шумов моря и помех при изменении температуры приповерхностного слоя в канале мелкого моря (на примере натурных измерений в Баренцевом море). В качестве изменяемых параметров рассмотрено как влияют на эффективность обработки спектры интенсивности сигнала и помехи на входе АР, сезонный профиль скорости звука и положение АР в ПЗК.

Постановка задачи

Подход к решению во многом похож на ранние работы [2,3] однако есть различия в постановке задачи. Во-первых, рассматриваются большие расстояния, то есть акустические поля сигнала и помехи проходят через случайные неоднородности среды, и моды полезного сигнала (помех) становятся некоррелированные между собой – сигналы становятся частично-когерентными на входе АР. При этом модовый спектр интенсивности сигнала (помех) считаем сглаженным и сосредоточенным в низких номерах мод за счет эволюции спектра при дальнем распространении (обмен энергией между модами и затухание высоких номеров мод сигнала). Во-вторых, требуются иные методы пространственной обработки для оптимизации обработки частично-когерентного полезного сигнала (вне зависимости от когерентных свойств помех и фонового шума), что достигается в классе квадратичных методов, в то время как при полной когерентности сигнала «достаточной» является линейная обработка. В качестве критериев оценки эффективности методов пространственной обработки выступают выходное отношение сигнал/(шум + помеха) (ОСШП), и отвечающий ему коэффициент усиления (выигрыш G) АР как отношение выходного ОСШП к входному ОСШП (среднему его значению по элементам АР). К рассматриваемым методам обработки относятся: 1 – линейный метод фильтрации одной «лучшей» моды; 2, 3 – оптимальные линейный и квадратичный методы [4]; 4 – квадратичный метод некогерентного накопления нескольких «хороших» мод сигнала. В случае первого метода анализируется входное

ОСПШ по номерам мод и выбирается мода с максимальным значением. В случае метода 4 накопление мод происходит с убыванием их входного ОСПШ до некоторого уровня. Заметим, методы 1 и 4 основаны на регулярных компонентах поля (модах) и они слабее чувствуют флуктуацию среды, однако положение АР в канале сильно на них влияет из-за ортогональных свойств мод на входе АР. Выигрыши для методов 1-4 примут вид (1)-(4) соответственно:

$$G_1 = \boldsymbol{u}_m^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_S \boldsymbol{u}_m^* / \left(SNR_{in} \times \boldsymbol{u}_m^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_N \boldsymbol{u}_m^* \right) \quad (1)$$

$$G_2 = \boldsymbol{w}_1^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_S \boldsymbol{w}_1^* / \left(SNR_{in} \times \boldsymbol{w}_1^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_N \boldsymbol{w}_1^* \right) \quad (2)$$

$$G_3 = \frac{Sp\left(\boldsymbol{A}_{opt} \widetilde{\boldsymbol{R}}_S \right)}{SNR_{in} \times \sqrt{Sp\left(\boldsymbol{A}_{opt} \widetilde{\boldsymbol{R}}_N \right)^2}} \quad (3)$$

$$G_4 = \frac{\sum_m \boldsymbol{u}_m^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_S \boldsymbol{u}_m^*}{SNR_{in} \times \sqrt{\sum_m \sum_p \left| \boldsymbol{u}_m^T \widetilde{\boldsymbol{R}}_N \boldsymbol{u}_p^* \right|^2}}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_\mathrm{S}$, $\mathbf{R}_\mathrm{N} = \mathbf{R}_\mathrm{int} + \mathbf{R}_\mathrm{mn} + \mathbf{E}$ – матрицы когерентности сигнала и помехи с динамическим и белым шумом соответственно; $\mathbf{A}_\mathrm{opt} = \mathbf{R}_\mathrm{N}^{-1} \mathbf{R}_\mathrm{S} \mathbf{R}_\mathrm{N}^{-1}$ – матрица обработки для метода (3); $\boldsymbol{u}_m$ – распределение m-ой моды на АР для опорного профиля скорости звука; SNR_in – усредненное значение ОСПШ на входе единичного элемента АР; $\mathbf{w}_1$ – весовой вектор соответствующий наибольшему собственному значение матрицы $\mathbf{R}_\mathrm{N}^{-1} \mathbf{R}_\mathrm{S}$; $\mathrm{Sp}(\mathbf{A})$ – след матрицы $\mathbf{A}$; знак "$\sim$" означает, что величина получена для профиля скорости звука с флуктуацией; "T", "$*$" – операции транспонирования и комплексного сопряжения соответственно. Отметим, что при вычислении выигрыша методом 4 ограничиваемся накоплением первыми тремя модами, ранжированными по входному ОСПШ из-за быстрого спадания последнего. Наконец, в-третьих, рассмотрена модель более реалистичных флуктуаций профиля скорости звука в мелком море – от максимальной амплитуды у поверхности до отсутствия таковых на глубине термоклина – границе перемешанного слоя, вызванного суточным прогревом. Таким образом, методика оценки потерь эффективности методов обработки и определении их робастности к изменяемым условиям среды заключается в следующем: 1) помещаем вертикальную АР в ПЗК и настраиваем обработку для разных методов на заданный сигнально-помехово-шумовой сценарий приема в конкретный момент времени – для опорной модели ПЗК; 2) варьируем профиль скорости звука в пределах нарастающей амплитуды флуктуаций и вычисляем эффективность методов; 3) усредняем выигрыши для каждого метода и каждой амплитуды и, далее, проводим оценку потерь.

Результаты и обсуждение

Расчеты приведены для вертикальной эквидистантной линейной АР с числом элементов $N = 13$ и расстоянием между ними $d = \lambda/2$ (где $\lambda = 6.1$ м – длина волны при рабочей частоте $f = 240$ Гц) размещенной в мелком море. Для реконструкции профилей скорости в мелком море были взяты натурные измерения в западной части

Баренцева моря (74.5° с.ш. и 33.5° в.д., где глубина канала составляет 300 м) в летний и зимний сезоны из открытой базы данных ЕСИМО [5]. На основании работы [6] подобраны геоакустические параметры дна: скорость звука $c_д = 1650$ м/с, плотность дна $\rho_д = 1675$ кг/м^3, затухание в дне $\beta = 0.2$ дБ/км×Гц. Число мод дискретного спектра $M \approx 46$. Расчеты матриц когерентности сигналов выполнены в предположении отсутствия межмодовых корреляций (что эквивалентно усреднению по интерференционной структуре вдоль трассы распространения). Модовые спектры интенсивности сигнала и помехи на входе АР задаются в виде гауссовой кривой с максимумом на определенной моде, номер которой $m_0 = 1, 10$, ширина спектра по характерному спаданию кривой задана величиной $\Delta_m = 3$. В качестве модели динамического шума среды выступает известная модель приповерхностного шума, генерируемого ветровым волнением (Купермана-Ингенито) с заданным ОСШ равным -20 дБ. ОСШ для изотропного шума выбран +10 дБ, а ОСП варьируется от -10 до -20 дБ.

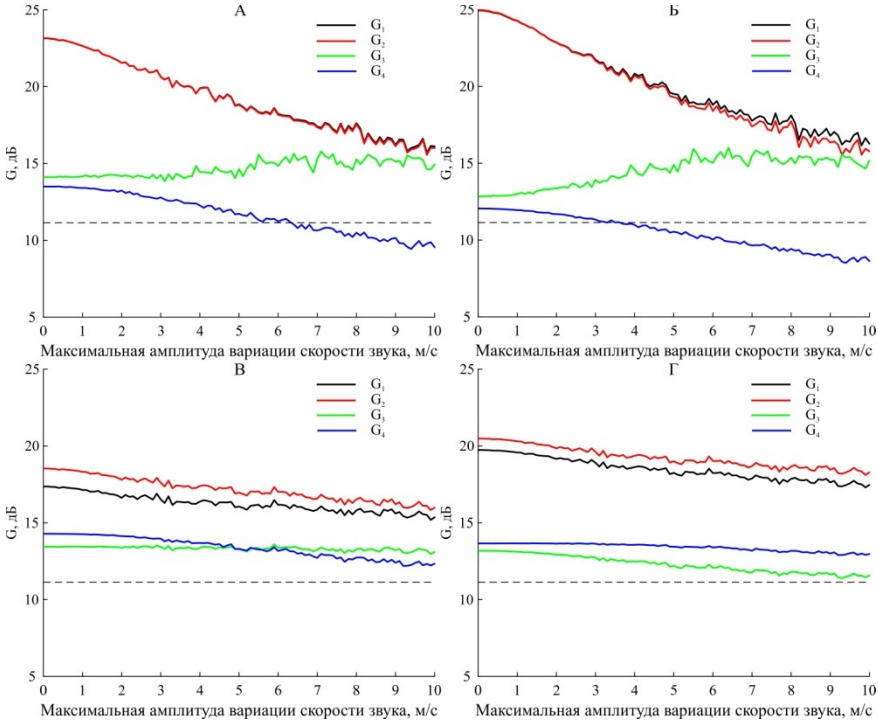


Рис.

На рисунке показаны результаты моделирования выигрышей методов пространственной обработки (1)-(4) для приповерхностного зимнего канала с локализацией сигнала в области относительно средних номеров мод, а помехи и шума в низких номерах

при положении АР у поверхности (А, Б) и в центре (В, Г) ПЗК. Горизонтальным пунктиром отмечен предельный уровень $G = N = 13$. ОСП составляет -10 дБ (А и В) и -20 дБ (Б и Г). При уменьшении значения ОСП выигрыш оптимальных методов обработки увеличивается (для опорных профилей) за счет эффективного подавления помех, в то время как для методов обработки, основанных на модовой фильтрации эти изменения незначительны, что связано с отсутствием алгоритмов подавления помех в них. С другой стороны, эти методы менее чувствительны к вариации профиля скорости звука, так как регулярные компоненты поля (модовая структура) слабо изменяется. Для оптимальных методов потери эффективности составляют около 3 дБ при прогреве среды на 1° С, что связано с одновременной перестройкой всех мод – в которых есть и сигнал, и помеха, и динамический шум. Также сильно влияет положение АР в канале ПЗК: при отдалении АР от оси канала чувствительность методов обработки к вариациям среды снижается как из-за ортогональных свойств мод на самой АР, так и в практическом отсутствии различия структуры мод от ее изначального «опорного» вида. Следует отметить, что для зимнего типа канала в Баренцевом море канал практически линейный и открыт к поверхности и спектр интенсивности шума океана сосредоточен в первых модах, что позволяет повысить эффективность обработки за счет разделение модовых спектров.

В случае моделирования для летнего сезона ситуация качественно другая. Канал становится придонным и модовый спектр поверхностного шума сосредоточен в области средних и высоких номеров мод. Выбирая те же модели спектров интенсивности сигнала и помех (а также взаимно заменяя их), получаем, что эффективность методов пространственной обработки не чувствительна к изменению профиля скорости звука в пределах ± 10 м/с у поверхности (изменение температуры составляет 2°С). Это связано скорей всего с тем, что канал при таких вариациях профиля скорости звука остается качественно таким же – придонным (изначальное различие скорости звука на поверхности и у дна составляет ~20 м/с). Однако следует отметить, что и для зимнего, и для летнего профиля очень важно уточнение вида спектра интенсивности сигнала и помехи на входе АР.

Таким образом, потери эффективности методов обработки слабо-когерентных сигналов в условиях рассогласования модели канала относительно малы и слабо вариативны. Методы обработки сигналов являются робастными. При рассогласовании модели приповерхностного канала по скорости звука с амплитудой вариации до 10 м/с для водного слоя, считая от поверхности до глубины термоклина, приводит к потерям усиления до 7 дБ при ОСП -20 дБ. Вместе с тем, эти оценки требуют уточнения с учетом возможной вариативности модового состава сигнала и помехи.

Данное исследование выполнено в рамках тем госзадания ИПФ РАН № FFUF-2024-0035 и № FFUF-2025-0005.

[1] Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г. Акустика мелкого моря. – М.: Наука, 1997, 191 с.
[2] Малеханов А.И., Смирнов И.П. // Акустический журнал. 2022. Т. 68. № 4. С. 427.
[3] Малеханов А.И., Смирнов А.В. // Акустический журнал. 2023. Т. 69. № 5. С. 542.
[4] Малеханов А.И., Таланов В.И. // Акустический журнал. 1990. Т. 36. № 5. С. 891.
[5] http://portal.esimo.ru/portal
[6] Алексеева Т.А., Политова Н.В. и др. // Океанология 2020. Т. 60, № 6. С. 915.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ГОФРИРОВАННОГО МЕХАНИЧЕСКОГО ТРАНСФОРМАТОРА

К.Д. Зимина[1, 2], В.К. Бахтин[1, 2], М.С. Дерябин[1, 2], Д.А. Касьянов[1], Д. Е. Балыкин[1]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Гидроакустические излучатели – неотъемлемый элемент многих современных технологий, применяемых в подводных системах связи, зондирования и мониторинга. Повышение эффективности таких излучателей является важной задачей, направленной на улучшение характеристик и расширение функциональности этих систем. Одним из подходов к решению этой задачи является использование механических трансформаторов, позволяющих оптимизировать передачу энергии в акустическую среду.

В рамках данного исследования рассматривается возможность повышения эффективности гидроакустического излучателя с использованием гофрированной бочкообразной оболочки в качестве механического трансформатора. Целью работы является изучение влияния параметров гофрирования оболочки на характеристики излучателя. Для достижения этой цели разработана и верифицирована конечно-элементная модель излучателя [1]. Экспериментальные исследования вибрационных характеристик малогабаритных оболочек, изготовленных методом 3D-печати, проводились с использованием лазерной виброметрии. Сопоставление результатов численного моделирования и экспериментальных данных позволило оценить разработанную модель и выявить ключевые параметры гофрирования, влияющие на амплитудно-частотные характеристики излучателя.

Полученные результаты могут быть использованы для оптимизации конструкции гидроакустических излучателей, предназначенных для различных применений.

Методы исследования

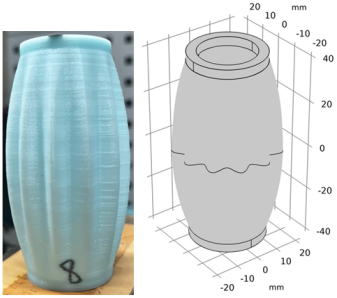


Рис. 1. Пример модели оболочки и изготовленный макет

Для экспериментальной оценки механических и акустических характеристик были изготовлены малоразмерные макеты корпуса гидроакустического излучателя с использованием технологии 3D-печати. Материалом для изготовления моделей служил термопластичный полимер (PLA-пластик). Для сравнения характеристик были изготовлены модели различных конфигураций. Геометрия моделей, использованных в экспериментах, соответствовала моделям, созданным для численного моделирования в COMSOL Multiphysics [2]. Пример приведен на рисунке 1.

Для определения амплитудно-частотных характеристик оболочек в ходе эксперимента использовался вибростенд с жесткой фиксацией нижней границы. Оболочка

подвергалась воздействию вибраций, при этом фиксировались колебания в центре оболочки (для гофрированной в вогнутой и выпуклой частях поверхности), и на верхнем торце. Внешний вид экспериментальной установки показан на рисунке 2.

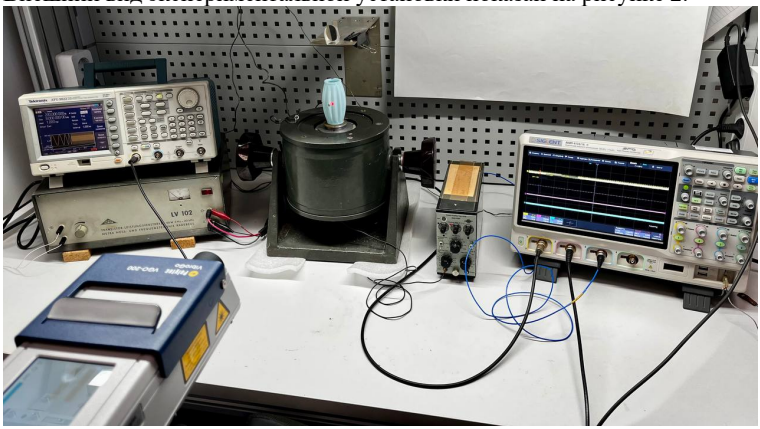


Рис. 2. Внешний вид экспериментальной установки

В качестве входного сигнала использовался линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал, охватывающий частотный диапазон от 1 кГц до 8 кГц. Для более детального изучения отклика оболочек на своих резонансных частотах применялся также тональный сигнал. Схема эксперимента показана на рисунке 3.

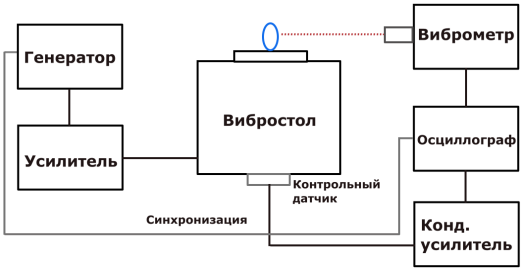


Рис. 3. Схема эксперимента

Параллельно с экспериментальными исследованиями проводилось численное моделирование характеристик оболочек в COMSOL Multiphysics.

Численное моделирование проводилось в два этапа. На первом этапе геометрия гофрированных оболочек моделировалась с использованием специального ПО [3], которое позволяет варьировать параметрами гофрирования: прогиб, количество гофр, амплитуду и т.д. и получать на выходе трехмерную модель в формате STL. Для оболочек без гофрирования модели создавались непосредственно в COMSOL Multiphysics. На втором этапе готовые модели экспортировались в COMSOL Multiphysics, где проводился конечно-элементный анализ для расчета напряжений и деформаций.

Результаты.

В результате экспериментов и численного моделирования гофрированных оболочек получены резонансные частоты, смещения, напряжения (по Мизесу) и графики сравнения расчетных и экспериментальных зависимостей смещения от частоты.

Полученные данные позволили сопоставить результаты для различных конфигураций оболочек, показав хорошее соответствие между экспериментом и расчетом, что подтверждает применимость разработанных конечно-элементных моделей. В качестве примера, на рисунке 4 представлена зависимость нормированного смещения от частоты для продольно гофрированной оболочки №9 (с толщиной стенки 1 мм, 12 гофрами, глубиной гофр 1,45 мм и прогибом 2,9 мм), демонстрирующая экспериментальные (фиолетовая кривая) и расчетные (зеленая кривая) данные.

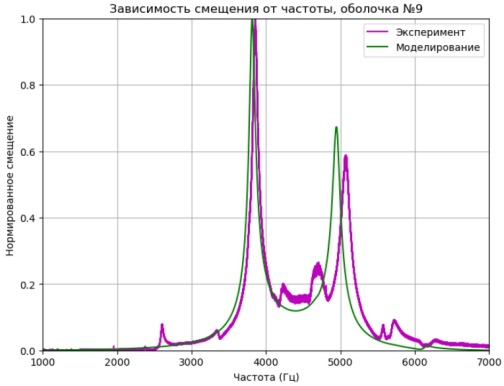


Рис. 4. Зависимость смещения от частоты одной из гофрированных оболочек

В ИПФ РАН разрабатывается гидроакустический излучатель (30 см, 800 Гц) с корпусом, содержащим технологически сложные прорези. В результате исследований разработана эффективная гофрированная оболочка без прорезей, позволяющая заменить существующий корпус с сохранением электроакустических характеристик [4]. Для моделирования излучателя с гофрированной оболочкой создана модель в COMSOL Multiphysics (материал - титан beta-21S, параметры: толщина 4,7 мм, прогиб 20 мм, 18 гофр, амплитуда гофрирования 10 мм, закон спадания - четвертая степень, радиус внутреннего тора 52 мм).

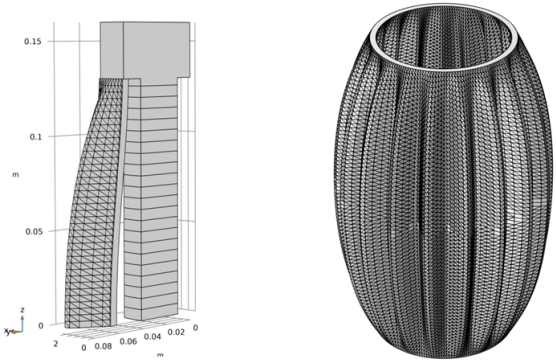


Рис. 5. Излучатель с гофрированной оболочкой

Проведенный численный эксперимент показал хорошее совпадение чувствительности излучателя, полученной в результате моделирования, с экспериментальными данными, полученными ранее для излучателя с гладкой прорезной оболочкой.

На рисунке 6 представлены экспериментально полученная зависимость чувствительности по напряжению от частоты для реального излучателя, и чувствительность,

полученная в результате численного моделирования для излучателя с гофрированной оболочкой.

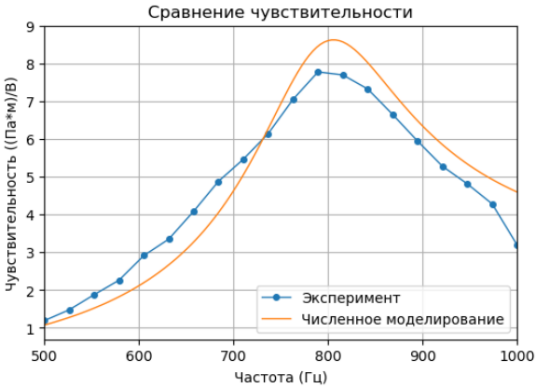


Рис. 6. Зависимость чувствительности от частоты для излучателя

Заключение.

В данной работе представлен подход к оптимизации корпуса низкочастотного гидроакустического излучателя на основе гофрированной оболочки. Проведена верификация разработанной конечно-элементной модели с использованием экспериментальных данных, полученных с применением лазерной виброметрии. Подтверждена возможность использования разработанной модели для прогнозирования характеристик излучателей и оптимизации параметров гофрирования. Результаты работы могут быть использованы для разработки новых конструкций гидроакустических излучателей с улучшенными эксплуатационными характеристиками.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИПФ РАН (проект FFUF-2024-0041).

[1] Бахтин В.К., Гурбатов С.Н., Попков С.А., Клемина А.В., Зимина К.Д., Дерябин М.С. «Моделирование пьезоэлектрических элементов», учебно-методическое пособие, 2023, с. 68

[2] Анкудинов В.Е., Афлятунова Д.Д., Кривилев М.Д., Гордеев Г.А. Компьютерное моделирование процессов переноса и деформаций в сплошных средах: Учебное пособие. 1-е издание. — Ижевск: Изд-во «Удмуртский университет», 2014, 108 с.

[3] Балыкин Д. Е., Бахтин В.К., Дерябин М.С., Зимина К. Д. Программа для создания 3d-модели продольно-гофрированной оболочки, Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, номер свидетельства: RU 2024687382, 2024.

[4] Британков А.К., Боголюбов Б.Н., Фарфель В.А., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерёв Д.Н. Расчет, конструирование и изготовление электрических эквивалентов мощных низкочастотных гидроакустических преобразователей. // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 5-2. С. 129.

ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА БАЗЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Д.Е. Балыкин[2)], В.К. Бахтин[1, 2)], М.С. Дерябин[1, 2)], К.Д. Зимина[1, 2)], Д.А. Касьянов[2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Общие положения

Сегнетоэлектрические полимеры известны довольно давно, но в настоящий момент находят все новые их применения. Обзор существующих приложений можно найти, например в [1]. Они могут быть использованы в качестве премного элемента в воздухе – микрофона, вибрационного генератора энергии (харвестера) [2] или гидрофона – приемного элемента в воде [3]. Основным достоинством элементов такого типа является относительно высокое напряжение, возникающее на обкладках, в силу малой емкости, а также простота и дешевизна их изготовления. Такие чувствительные элементы, могут быть использованы, например, в поплавковом датчике уровня жидкости или датчике расхода жидкости.

Что касается микроэлектромеханических систем (МЭМС), то на данный момент существует значительное количество работ, посвященных МЭМС микрофонам [4, 5] и гидрофонам [6, 7]. Основными преимуществами МЭМС являются миниатюрность конструкции и низкое энергопотребление.

Данная работа посвящена верификации численных моделей преобразователей на основе сегнетополимеров и МЭМС, и имеет целью улучшение методик проектирования чувствительных элементов такого типа.

Методика исследования

Для исследования характеристик преобразователей на основе сегнетоэлектрических пленок была создана численная модель в программном пакете COMSOL Multiphysics. Данная модель повторяет макет, изготовленный на предприятии НИУ МИЭТ. Внешний вид модели представлен на рисунке 1, а реального макета – на рисунке 2.

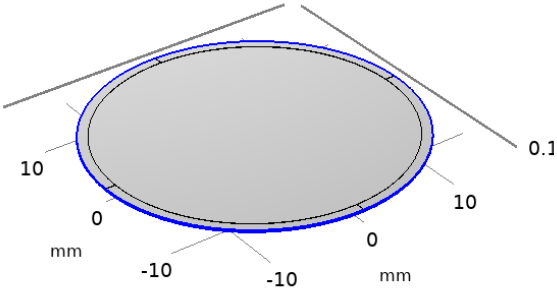


Рис. 1

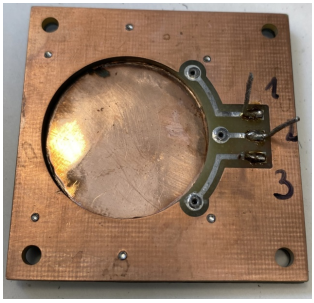


Рис. 2

Представленная модель упрощенно описывает круглый двухслойный преобразователь диаметром 30 мм, изготовленный из материала PVdF с трифторэтиленом. Каждый слой имеет толщину 100 мкм и поляризован по толщине. Края преобразователя жестко закреплены. Для улучшения характеристик преобразователя к нему прикладывается некоторое радиальное преднапряжение. Во всех исследованиях рассматривается отклик одного слоя на возмущение. Преобразователь рассчитан на работу в воздухе в диапазоне частот 1000-2000 Гц.

Для МЭМС преобразователей также была разработана численная модель, которая представлена на рисунке 3. Преобразователь включает в себя 8 тензорезисторов (выделены на рисунке 3) размером 110x10x2 мкм, которые размещены на 4 тензобалках. Между тензобалками находится стержень (выделен рамкой на рисунке 3), при падении на преобразователь акустического поля стержень отклоняется, деформируя тензобалки вместе с тензорезисторами, которые в свою очередь, изменяют свое сопротивление. Противоположные тензобалки объединены в мостовые схемы, таким образом, преобразователь может измерять две компоненты падающего поля.

Макет МЭМС преобразователя был изготовлен на предприятии «Филиал ФГУП РФЯЦ – ВНИИЭФ» НИИИС им. Ю.Е. Седакова», внешний вид макета представлен на рисунке 4.

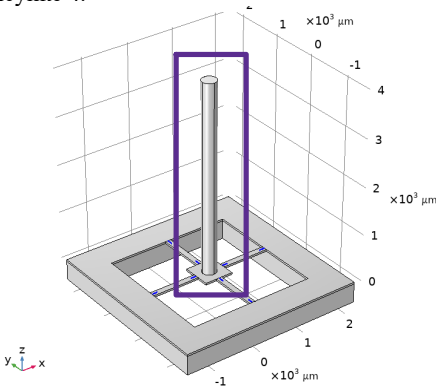


Рис. 3

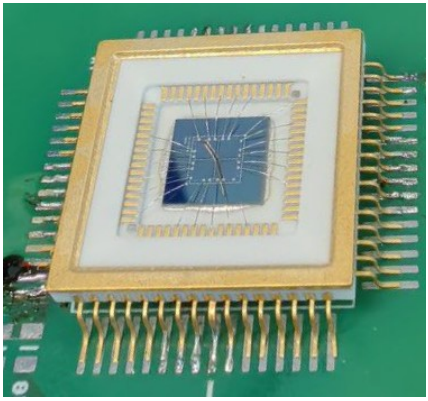


Рис. 4

Результаты

Результат измерения чувствительности преобразователя на основе сегнетоэлектрического полимера представлена на рисунке 5, а форма его основной собственной моды – на рисунке 6. Основной резонанс преобразователя определяется главным образом параметрами мембраны.

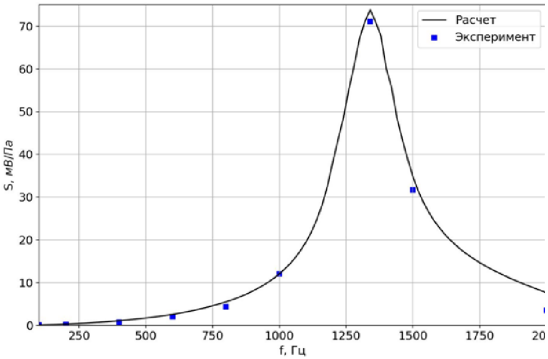


Рис. 5

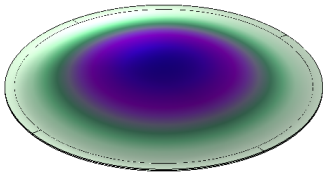


Рис. 6

Результат расчета и измерения чувствительности для МЭМС преобразователя приведен на рисунке 7, а его основная собственная мода – на рисунке 8. Основной резонанс преобразователя определяется главным образом параметрами стержня.

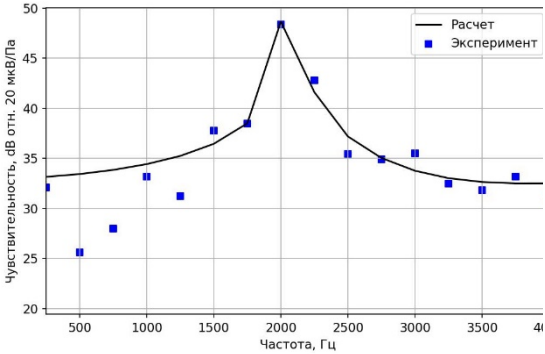


Рис. 7

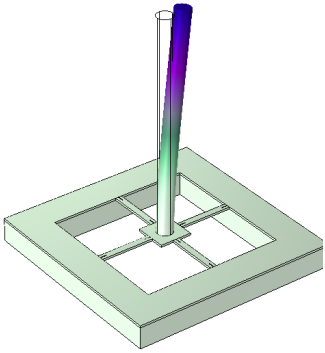


Рис. 8

Обсуждение

Созданные численные модели хорошо описывают реальные макеты акустических преобразователей, что дает возможность разрабатывать образцы с заранее заданными характеристиками. Макеты преобразователей имеют высокое значение чувствительности по напряжению, хотя и являются сравнительно узкополосными, однако, учитывая их компактные размеры, можно создавать многоэлементные матрицы из вышеописанных образцов, которые бы закрывали широкие диапазоны частот. Дальнейшее численное моделирование показало, что управлять резонансной частотой преобразователя на основе сегнетоэлектрических полимеров в широком диапазоне частот можно, меняя диаметр чувствительного элемента, его толщину, а также регулируя преднапряжение мембраны. Для МЭМС такими параметрами являются тензобалки и стержень. И если изменение тензобалок допустимо лишь в ограниченном диапазоне, в силу специфики

технического процесса изготовления, то параметры стержня могут быть изменены относительно просто.

Заключение

Разработаны численные модели акустических преобразователей, которые позволяют заранее оценить характеристики реальных макетов. При помощи этих моделей определена форма собственных мод преобразователей: основной резонанс преобразователя на основе сегнетоэлектрических полимеров главным образом определяется параметрами мембраны, а МЭМС преобразователя – параметрами стержня. Один из путей создания широкополосного преобразователя на основе этих материалов — это разбиения рабочего диапазон частот на поддиапазоны и изготовление преобразователей для каждого из поддиапазонов.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки.

[1] Smith M., Kar-Narayan S. Piezoelectric polymers: theory, challenges and opportunities. // International Materials Reviews. 2022. Vol. 67, no. 1. P. 65.
[2] Donghun Lee, Seongmin Jeong, Hak Su Jang, Dongju Ha, Dong Yeol Hyeon, Yu Mi Woo, Changyeon Baek, Min-Ku Lee, Gyoung-Ja Lee, Jung Hwan Park, and Kwi-Il Park // Enhanced Crystallinity of Piezoelectric Polymer via Flash Lamp Annealing J. Korean Inst. Electr. Electron. Mater. Eng. 2024. Vol. 37, no. 4. P. 427.
[3] Демин А.С., Данилова В.А., Дамдинов Б.Б. Гидрофон на основе PVDF пьезоэлемента с трансимпедансным усилительным каскадов // Вестник Бурятского государственного университета, 2018. № 3-4. С. 64.
[4] Ali Shah M., Ali Shah I. Duck-Gyu Lee, Hur S. Design Approaches of MEMS Microphones for Enhanced Performance // Hindawi Journal of Sensors. 2019. Vol. 2019. P. 26.
[5] Scheeper P.R., van der Donk A.G.H., Olthuis W., Bergveld P. A review of silicon microphones // Sensors and Actuators. 1994. Vol. A44. P. 1.
[6] Yang X., Xu Q., Zhang G., Zhang L., Wang W., Shang Z., Shi Y., Li C., Wang R., Zhang W. Design and Implementation of Hollow Cilium Cylinder MEMS Vector Hydrophone // Measurement (2020). https://doi.org/10.1016/j.measurement.2020.108309.
[7] Yang D., Yang L., Chen X., Qu M., Zhu K., Ding H., Li D., Bai Y., Ling J., Xu J., Xie J. A Piezoelectric AlN MEMS Hydrophone with High Sensitivity and Low Noise Density // Sensors and Actuators: A. Physical (2020). https://doi.org/10.1016/j.sna.2020.112493.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПОЛЯ МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ

К.А. Цветков[1, 2], А.В. Ермошкин[2], Н.В. Прончатов-Рубцов[1]

[1] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2] ИПФ РАН

В рамках двухмасштабной модели рассеяния радиоволн взволнованной водной поверхностью построена численная модель для расчета доплеровского радиолокационного изображения поля морского волнения. Модель позволяет проводить расчет удельной эффективной площади рассеивания сигнала и доплеровского сдвига скорости. В численных экспериментах исследуется механизм брэгговского (резонансного) обратного рассеяния при скользящих углах падения радиолокационного сигнала, влияние поляризации зондирующей волны, влияние эффекта затенения участков морской поверхности гребнями волн в зависимости от высоты установки радара над уровнем моря и поля волнения, влияние поля морских течений. Полученные результаты важны для корректного решения задачи определения параметров волнения и течения, а также детектирования приповерхностных процессов по данным радиолокационных измерений когерентного радара.

Численное моделирование морского волнения и поля орбитальных скоростей

Модель построена в полярной системе координат (r, φ) на локальной, отдельно выделенной морской площадке с радиусом $r = 1000$ м. Разрешения по полярным координатам равны $\Delta r = 1$ м и $\Delta\varphi = \pi/360$ рад. Частотный диапазон f составляет $0{,}016 \div 1{,}25$ Гц с динамическим шагом по частотному диапазону Δf (чем ближе к максимуму частотно-углового спектра волнения, тем меньше Δf). Диапазон углов направления волнения равен $\theta = -\pi/2 \div \pi/2$ рад, а угловой шаг по диапазону равен $\Delta\theta = \pi/18$ рад. Выражения, по которым моделируются поверхностное волнение η и поле орбитальных скоростей (u_h и u_v), выглядят следующим образом:

$$\eta(r,\varphi,t) = \sum_{i=f}\sum_{j=\theta} \eta_{0_{i,j}} cos\big(\omega_i t - k_i r\, cos\big(\theta_j - \varphi\big) + \phi_{i,j}\big), \quad (1)$$

$$u_h(r,\varphi,t) = \sum_{i=f}\sum_{j=\theta} \omega_i \cdot \eta_{0_{i,j}} cos\big(\omega_i t - k_i r\, cos\big(\theta_j - \varphi\big) + \phi_{i,j}\big), \quad (2)$$

$$u_v(r,\varphi,t) = \sum_{i=f}\sum_{j=\theta} -\omega_i \cdot \eta_{0_{i,j}} sin\big(\omega_i t - k_i r\, cos\big(\theta_j - \varphi\big) + \phi_{i,j}\big), \quad (3)$$

где $k = \omega^2/g = (2\pi f)^2/g$ – волновое число, $g \approx 9{,}81$ м/с^2.

В (1) – (3) начальная фаза ϕ является случайным параметром. Амплитуда поверхностного волнения рассчитывается по формуле $\eta_0 = \sqrt{2 \cdot S(f)\Theta(\theta)\Delta f \Delta\theta}$, где $S(f)$ – частотный JONSWAP спектр [1], $\Theta(\theta) = N_0 cos^4(\theta)$ – нормированный угловой спектр.

Результаты численного моделирования поля морского поверхностного волнения η и поля горизонтальных скоростей в проекции направления зондирования радара u_h^R в момент времени $t = 0$ с при скорости ветра 8 м/с и при полностью развитом волнении представлены на рис. 1 и рис. 2.

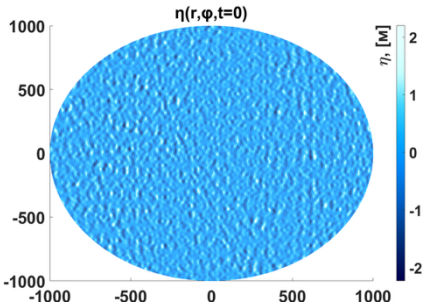


Рис. 1

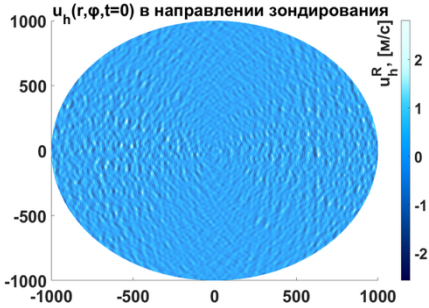


Рис. 2

Численное моделирование радиолокационного изображения морского волнения

Рассматривается механизм брэгговского (резонансного) рассеяния в рамках двухмасштабной модели. Данный подход разделяет волнение на два масштаба: крупномасштабные волны (длинные ветровые волны или зыбь) и мелкомасштабные волны (короткие гравитационно-капиллярные волны, рябь). Мелкомасштабные волны действуют по аналогии с оптической дифракционной решеткой, в случае, когда расстояние между мелкомасштабными гребнями соответствует длине зондирующей радиоволны (с учётом угла зондирования), т.е. когда выполняется условие Брэгга-Вульфа (4), то поверхность волнения резонирует с падающей радиоволной, это приводит к рассеянию радиоволн в обратном направлении. Количественной мерой, описывающей обратное рассеяние радиоволн, является удельная эффективная площадь рассеяния – УЭПР (5).

$$k_B = 2k_R\, sin(\vartheta'), \tag{4}$$

$$\sigma_0 = 16\pi k_R^4 |G(\vartheta')|^2 S_a(k_B, \varphi), \tag{5}$$

где k_R – волновое число зондирующей радиоволны, G – геометрический коэффициент брэгговского рассеяния (зависит от поляризации) [2], $S_a(k_B, \varphi)$ – спектр морского волнения при брэгговском волновом числе с учетом углового распределения [2], а $\vartheta' = \vartheta - \Delta\eta$ – угол зондирования радиолокационного сигнала с учетом наклонов длинных волн $\Delta\eta$.

УЭПР не несет в себе информацию о высотах поверхностного волнения. Для построения доплеровского радиолокационного изображения необходимо использование модели скорости рассеивателей радиоволн на морской поверхности, которая содержит

информацию об орбитальной скорости волнения. Выражение для доплеровской скорости (ДС) можно записать следующим образом:

$$u_D = \langle u_D \rangle + \tilde{u}_D, \tag{6}$$

где $\langle u_D \rangle$ – среднее значение ДС, это слагаемое слабо меняется во времени и пространстве. $\tilde{u}_D$ – переменное слагаемое, определяющее дисперсию ДС, и имеющее близкое к нулю среднее значение. Слагаемые выражения (6) рассчитываются следующим образом [3]:

$$\langle u_D \rangle = \bar{c}_B + u_a(\varphi) + u_c cos(\varphi - \varphi_c) + 0{,}03 \cdot u_w cos(\varphi - \varphi_w), \tag{7}$$

$$\tilde{u}_D(r, \varphi, t) = u_h^R(r, \varphi, t)\, sin(\vartheta_{loc}) + u_v(r, \varphi, t)\, cos(\vartheta_{loc}), \tag{8}$$

где $\bar{c}_B$ – взвешенная фазовая скорость брэгговских волн, u_a – слагаемое, приводящее к асимметрии ДС, u_c – поле скорости морских течений, u_w – ветровой дрейф, φ_c и φ_w – направления поля течения и скорости ветра (в данном эксперименте это ноль радиан), ϑ_{loc} – локальный угол падения радиолокационного сигнала.

УЭПР (для двух видов поляризации) и доплеровская скорость модели морского волнения в момент времени $t = 0$ с представлены на рис. 3, рис. 4 и рис. 5. Параметры моделирования: $f_R = 10$ ГГц – частота радиолокационного сигнала излучаемого радаром в X-диапазоне, $c_B = 0{,}23$ м/с – фазовая скорость брэгговских волн, $H_R = 30$ м – высота радара над уровнем моря.

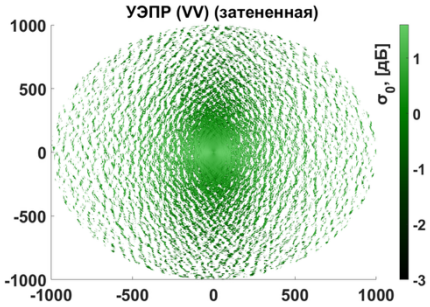


Рис. 3

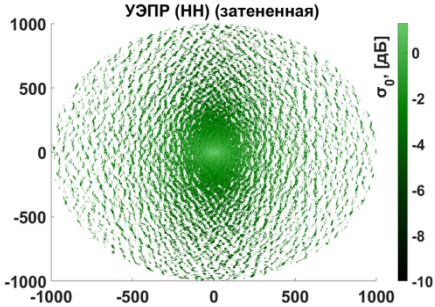


Рис. 4

Модели УЭПР и ДС рассчитаны с учетом эффекта затенения участков морской поверхности гребнями волн. Эти участки “невидимы” для радара, поэтому вычислив маску затенения [4] с использованием параметров H_R, ϑ_{loc} и поля волнения η, мы исключаем эти участки.

Для изучения возможного влияния приповерхностных процессов на итоговый вид радиолокационного изображения, в качестве одного из примеров, был выбран случай детектирования локализованного неоднородного поля скорости морских течений, связанного с подводной возвышенностью. Поле представлено в виде двумерного распределения Гаусса (см. рис. 6).

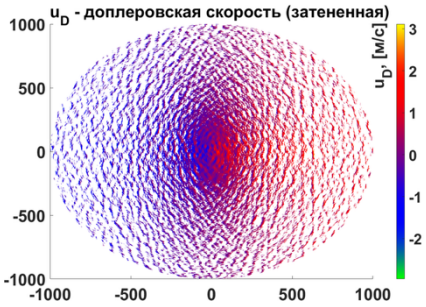


Рис. 5

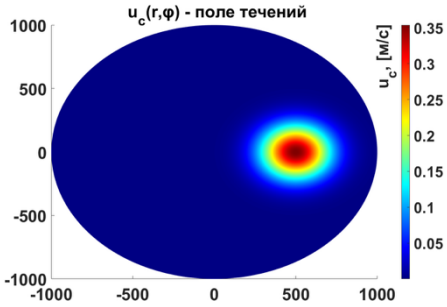


Рис. 6

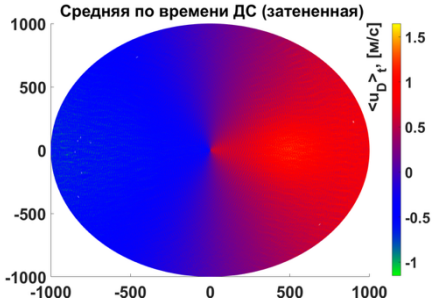


Рис. 7

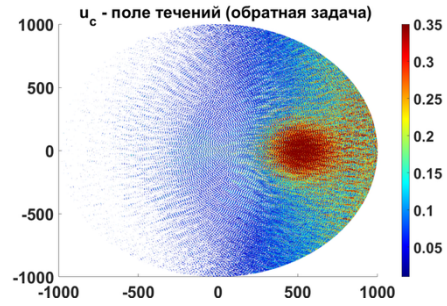


Рис. 8

Было проведено исследование доплеровского изображения с учетом временной зависимости поля морского волнения $\eta(r,\varphi,t)$. Диапазон времени от 0 до 60 секунд с шагом в 3 секунды. Итоговая зависимость $u_D(r,\varphi,t)$ была усреднена по времени. Для данного исследования, взволнованная поверхность была смоделирована при меньшем значении скорости ветра ($u_w = 6$ м/с) и при слабо развитом волнении. Результаты расчетов изображены на рис. 7 и рис. 8, где можно увидеть влияние поля течений на итоговый вид доплеровского изображения. Рис. 8 иллюстрирует решение обратной задачи, где непосредственно из рассчитанной средней по времени ДС, исключая известные скоростные компоненты $\bar{c}_B$, u_w, u_a в выражении (7), можно найти поле морских течений.

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда № 20-77-10081.

[1] Hasselmann K. et al. // Deutches Hydrographisches Zeitschrift. 1973.
[2] Kudryavtsev V. et al. // J. Geophys. Res. 2003. Vol. 108, no. C3. P. 8054.
[3] Ермошкин А.В. и др. // СПДЗК. 2024. Т. 21, № 3. С. 207.
[4] Ermoshkin A.V. et al. // Oceanology. 2024. Vol. 64, no. 1. P. S29.

БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ НА ARDUINO: РЕАЛИЗАЦИЯ И ТЕСТИРОВАНИЕ РАДИОМОДУЛЕЙ NRF24

А.В. Клемина, Д.А. Плотникова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Беспроводные технологии связи, такие как Wi-Fi и Bluetooth, играют ключевую роль в формировании цифровой инфраструктуры. Они предоставляют оперативную передачу данных, простое подключение разнообразных устройств и широкие возможности автоматизации систем в различных сферах.

В военной сфере эти технологии применяются для организации защищённых каналов связи, управления беспилотными системами и разведки, что повышает оперативность и эффективность выполнения задач. Гражданская область использует Wi-Fi и Bluetooth практически везде: от умных домов и сетей до промышленной автоматизации.

Сверхвысокие частоты как основа современной беспроводной сети

Сверхвысокие частоты (СВЧ) в диапазоне 3-30 ГГц составляют технологическую основу современной беспроводной революции и сочетают в себе преимущества радиоволн и оптического излучения. В этом диапазоне реализуются ключевые характеристики, необходимые для высокоскоростной беспроводной передачи данных: значительная пропускная способность, минимальные задержки и устойчивость к помехам. Благодаря этим свойствам СВЧ-диапазон стал основой для разработки принципиально новых стандартов беспроводной связи [1].

Важность микроволнового диапазона особенно ярко проявляется в повседневной жизни благодаря широкому распространению беспроводных технологий. Современные сети Wi-Fi, работающие на частотах 2,4 ГГц и 5 ГГц, системы связи Bluetooth и новейшие стандарты мобильной связи 4G/5G — все это яркие примеры успешной адаптации микроволнового излучения для массового использования. Кроме того, микроволновые технологии все глубже проникают в дом, охватывая многие сферы жизни. Такое распространение микроволновых технологий в повседневной жизни не только радикально изменило привычные модели коммуникации, но и продолжает формировать новые стандарты цифрового взаимодействия и задает курс технологического развития на ближайшие десять лет [2].

Экспериментальная установка

В рамках данного доклада проводилось всестороннее исследование и настройка взаимодействия ключевых компонентов системы: датчиком температуры DS18B20, беспроводными модулями и дисплеем. Основная цель эксперимента - досконально разобраться в работе беспроводных модулей и проанализировать, как они работают в составе единой системы.

Эта работа имеет большое практическое значение, поскольку полученные знания и навыки позволят эффективно устранять неполадки в системе, выявлять потенциальные проблемы и оптимизировать ее работу. Результаты этих экспериментов станут

основой для дальнейшего развития конечного устройства и обеспечат его надежность и стабильность.

В данном докладе рассматриваются основные аспекты исследования, включая методику настройки, анализ взаимодействия между компонентами и возможные пути оптимизации системы.

При выборе радиомодулей для беспроводной связи особого внимания заслуживают три популярных варианта: NRF24L01, NRF24L01+ и XY-MK-5V 433MHz. Модули NRF24 работают в диапазоне 2,4 ГГц и обладают впечатляющими техническими характеристиками: Скорость передачи данных до 2 Мбит/с, радиус действия до 1000 метров в идеальных условиях и поддержка 125 каналов связи. Эти характеристики делают их идеальным выбором для сложных систем, включая промышленную автоматизацию и системы, где важны надежность и высокая скорость передачи данных.

Функциональные преимущества NRF24 включают в себя несколько важных аспектов. Полудуплексная работа обеспечивает гибкую двустороннюю связь и эффективное использование частотных ресурсов. Важным преимуществом базовой версии NRF24L01 является модульная конструкция антенны, которая дает возможность установки всенаправленных антенн для увеличения дальности действия и адаптивности, что особенно полезно для профессиональных решений [3].

По сравнению с этими продвинутыми модулями, XY-MK-5V 433MHz имеет гораздо более скромные характеристики. Этот модуль ограничен скоростью передачи всего 1 кбит/с, обладает низкой помехоустойчивостью и использует примитивный протокол передачи без подтверждения приема. Необходимость ручной настройки параметров связи и невозможность создания сложных сетевых структур существенно ограничивают его применение.

Получается, NRF24L01 — это очевидный выбор для создания надежной и мощной беспроводной системы.

Таким образом, для проведения эксперимента потребуются следующие компоненты:

- Датчик температуры DS18B20
- Радиомодули NRF24L01
- Дисплей
- Стабилизаторы напряжения
- Резистор на 4,7 кОм.

На основе выбранных компонентов была разработана схема приемного (рис. 1) и передающего (рис. 2) устройств, обеспечивающая стабильную беспроводную связь.

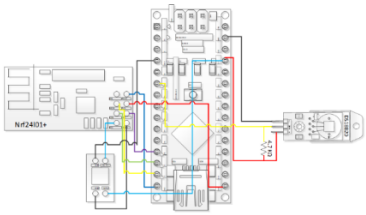


Рис. 4. Схема передающего устройства

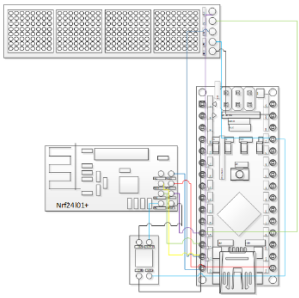


Рис. 5 .Схема приемного устройства

Анализ и выбор оптимального канала связи

В ходе работы был разработан и применен специальный алгоритм оценки загруженности радиоканалов. После тщательного сканирования радиоканалов был выбран наименее загруженный канал (0x15), что было подтверждено результатами измерений. Такой подход к выбору рабочего канала привел к значительному снижению помех и создал оптимальные условия для стабильной передачи данных между модулями. Следует подчеркнуть, что такой способ выбора канала минимизировал вероятность потери пакетов и значительно повысил надежность всей радиосистемы.

Интеграция компонентов системы

После выбора оптимального радиоканала выполнена настройка датчика DS18B20. Для повышения эффективности передачи данных принято решение использовать целочисленный формат значений температуры, что исключает ошибки округления и снижает вычислительную нагрузку на микроконтроллер. Осуществлено подключение датчика температуры к радиомодулю NRF24 согласно разработанной схеме, с соблюдением всех электрических соединений и полярности.

На заключительном этапе для визуализации данных был подключен семисегментный дисплей. В программный код был добавлен модуль для обработки поступающих данных с последующим центрированным отображением на экране, чтобы обеспечить легкое считывание измеренных значений температуры.

В ходе разработки прототипа метеостанции был приобретен ценный опыт работы с датчиками температуры. Успешно настроен радиоканал между радиомодулями и разработана структура данных для передачи информации. Стабилизирована работа приемного и передающего модулей, а вывод данных в реальном времени стал важным этапом. Прибор протестирован на непрерывную работу в течение 72 часов, что подтвердило его надежность.

Эксперимент позволил выявить потенциальные проблемы при разработке устройства и получить практические знания по стабилизации работы радиоканала. Этот опыт стал основой для дальнейших улучшений и оптимизации проекта, а также помог избежать ошибок в будущем.

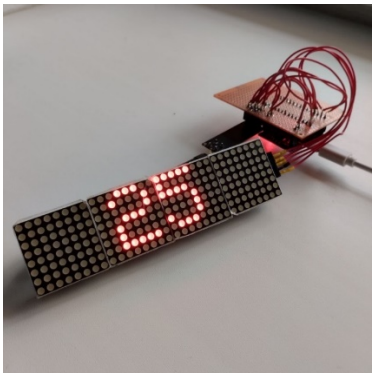


Рис. 3. Вывод данных на светодиодную матрицу

Заключение

Итоги проведенного исследования, подтверждают важность современных технологий беспроводной связи. Эксперимент с настройкой взаимодействия датчика температуры DS18B20, радиомодулей и дисплея продемонстрировал ключевые принципы работы радиомодулей и их совместного функционирования в единой системе.

Полученные результаты имеют значительное практическое значение, позволяя не только выявлять и устранять возможные проблемы, но и оптимизировать работу системы. Эти знания послужат основой для дальнейшей разработки надежного и стабильного конечного устройства. В дальнейшем исследование будет сосредоточено на методах настройки, взаимодействии компонентов и путях оптимизации системы, что обеспечит ее эффективность и устойчивость в эксплуатации.

[1] Сверхвысоких частот диапазон // Универсальная научно-популярная энциклопедия Кругосвет URL: https://www.krugosvet.ru/enc/nauka_i_tehnika/transport_i_svyaz/SVERHVISOKIH_CHASTOT_DIAPAZON.html (дата обращения: 16.05.2025).
[2] Даниил Петров Стандарты беспроводной связи диапазона ISM // Электронные компоненты. 2010. № 10. С. 28.
[3] ETC [List of Unclassifed Manufacturers] Технический паспорт NRF24. – 1.0 изд. 2003, 37 с.

ВОЗМОЖНОСТИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА (ИИ) В ЗАДАЧАХ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Е.А. Мищенко, И.Ю. Демин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Применение искусственного интеллекта (ИИ) в ультразвуковой медицинской диагностике – передовая область, которая трансформирует медицинскую визуализацию, повышая в первую очередь точность диагностики. Ультразвуковое исследование, благодаря своей неинвазивности, доступности и портативности, является идеальной платформой для интеграции с ИИ.

Преимущества интеграции ИИ в ультразвуковую диагностику

ИИ предлагает мощные инструменты, которые расширяют возможности медицинских специалистов, помогают автоматизировать рутинные задачи, а также выявлять диагностические закономерности [1]. Одним из ключевых преимуществ применения ИИ в ультразвуке является повышение точности диагностики по сравнению с интерпретацией результатов только человеком. ИИ способен анализировать огромные объемы ультразвуковых данных и выявлять закономерности, которые могут быть незаметны для человеческого глаза, тем самым снижая риск диагностических ошибок. Помимо этого, ИИ значительно повышает эффективность рабочих процессов за счет автоматизации проведения измерений и составления отчетов [2]. Существует потенциал для раннего выявления заболеваний и прогнозирования исходов лечения. ИИ способствует стандартизации качества изображений и их интерпретации, снижая вариабельность между различными специалистами. ИИ может в режиме реального времени давать операторам рекомендации по правильному положению датчика и оценке качества изображения, а также оказывает поддержку менее опытным пользователям благодаря автоматизированному сканированию и анализу.

ИИ в ультразвуковой диагностике мышц

В настоящее время активно ведутся исследования и разрабатываются приложения ИИ для анализа ультразвуковых изображений мышц. Методы на основе ИИ, применяемые в ультразвуковой диагностике опорно-двигательного аппарата, направлены на автоматизированную сегментацию, улучшение качества изображений, обнаружение и классификацию мышечных тканей и патологий. В этой области используются различные методы ИИ, включая машинное обучение и глубокое обучение, особенно с использованием сверточных нейронных сетей (CNN). В работе [3] архитектура U-net используется для сегментации границ мышц на ультразвуковых изображениях. Пример сегментации приведен на рисунке 1. ИИ может помочь в идентификации ориентиров на ультразвуковых изображениях мышц. Ряд исследований демонстрирует

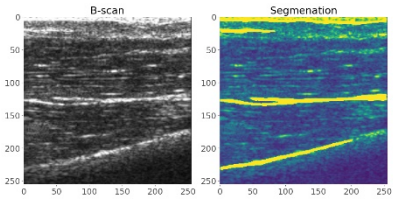


Рис. 1. Пример сегментации УЗИ изображения скелетной мышцы

потенциал ИИ в повышении точности и согласованности ультразвуковой диагностики мышц, устраняя необходимость ручной трассировки, повышая воспроизводимость результатов и экономя время при оценке мышечной атрофии [4-5]. Алгоритмы ИИ способны точно выявлять изменения на изображениях и повышать эффективность анализа изображений при нервно-мышечных заболеваниях.

ИИ в 2D-SWE эластографии для диагностики печени

Двумерная эластография сдвиговой волны (2D-SWE) – это метод, который измеряет распространение сдвиговых волн для оценки эластичности ткани, предоставляя количественную карту эластичности, что полезно при хронических заболеваниях печени. Пример такого картирования приведен на рисунке 2. Искусственный интеллект интегрируясь с 2D-SWE, повышает точность диагностики при выявлении различных патологий печени. Модели машинного обучения могут быть обучены на данных 2D-SWE для прогнозирования стадии фиброза печени. В работе [6] алгоритмы машинного обучения применяют для обучения классификатора заболеваний именно на данных 2D-SWE эластографии. ИИ также может помочь в интерпретации результатов измерения жесткости печени. Исследования показывают, что 2D-SWE обладает хорошей диагностической способностью в выявлении фиброза и цирроза печени, а вместе с ИИ точность повышается [7].

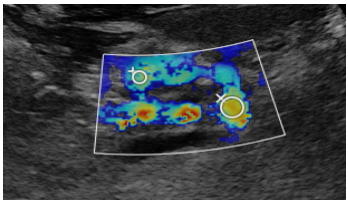


Рис. 2. Пример картирования УЗИ изображения печени с помощью метода 2D-SWE

Тенденции применения ИИ в ультразвуковой диагностике

Разработка портативных и ручных ультразвуковых устройств с ИИ расширяет доступ к диагностической визуализации в различных условиях, включая оказание помощи на месте, неотложную медицину. Эти устройства могут предоставлять рекомендации в режиме реального времени и предварительную интерпретацию результатов. Алгоритмы ИИ также используются для реконструкции изображений в 2D- и 3D-ультразвуке, улучшая визуализацию и выявление аномалий. Мировой рынок ИИ в ультразвуковой визуализации демонстрирует значительный рост. Управление по санитарному надзору за качеством пищевых продуктов и медикаментов США (FDA) одобрило к августу 2024 года FDA использование 950 медицинских устройств с поддержкой ИИ, из них 59 (6,2%) связаны с ультразвуком. Примеры одобренных FDA приложений ИИ в ультразвуковой диагностике включают системы для классификации изображений молочной железы; количественной оценки объема мочевого пузыря; для количественной оценки фракции выброса левого желудочка; для получения кардиологических изображений диагностического качества; для идентификации, измерения и маркировки анатомических структур при УЗИ опорно-двигательного аппарата [8-10].

Заключение

Искусственный интеллект открывает возможности для повышения точности диагностики, улучшения эффективности рабочих процессов и расширения доступа к

ультразвуковой визуализации. Его интеграция преобразует эту область, автоматизируя задачи, обеспечивая поддержку принятия решений и потенциально приводя к более ранней и точной диагностике. В ультразвуковой диагностике мышц, ИИ демонстрирует многообещающие результаты в стандартизации оценок, повышении точности измерений мышечных параметров и помощи. 2D-SWE с помощью ИИ оказывается надежным и точным неинвазивным методом оценки жесткости печени, выявления фиброза. Разработка портативных ультразвуковых устройств с ИИ может значительно расширить доступ к медицинской визуализации и облегчить дистанционную диагностику. Дальнейшие исследования и разработки, а также решение существующих проблем будут иметь огромное значение для полной реализации преобразующего потенциала ИИ в ультразвуковой медицинской диагностике.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (государственное задание № FSWR-2023-0031).

[1] Yan L. et al. Progress in the Application of Artificial Intelligence in Ultrasound-Assisted Medical Diagnosis // Bioengineering. 2025. Vol. 12, no. 3. P. 288.
[2] Dicle O. Artificial intelligence in diagnostic ultrasonography // Diagnostic and Interventional Radiology. 2023. Vol. 29. no. 1. P. 40.
[3] Мищенко Е.А., Демин И.Ю. Использование машинного обучения для сегментации ультразвуковых изображений скелетной мышцы // Проблемы информатики. 2024. № 3 (64). С. 47.
[4] Nhat P.T.H. et al. Clinical evaluation of AI-assisted muscle ultrasound for monitoring muscle wasting in ICU patients // Scientific Reports. 2024. Vol. 14, no. 1. P. 14798.
[5] Dinescu S.C. et al. Applications of artificial intelligence in musculoskeletal ultrasound: narrative review // Frontiers in Medicine. 2023. Vol. 10. P. 1286085.
[6] Мищенко Е.А., Демин И.Ю., Рыхтик П.И. Использование алгоритмов машинного обучения для выявления патологии печени в рамках 2D-SWE эластографии // ФРЭМЭ. 2024.
[7] Zhang X.Y. et al. Artificial intelligence-based ultrasound elastography for disease evaluation – a narrative review // Frontiers in Oncology. 2023. Vol. 13. P. 1197447.
[8] Lobo M.D., Miravent S., de Almeida R.P.P. Emerging Trends in Ultrasound Education and Healthcare Clinical Applications: A Rapid Review // Emerging Technologies for Health Literacy and Medical Practice. 2024. P. 263.
[9] Marzola F. et al. Deep learning segmentation of transverse musculoskeletal ultrasound images for neuromuscular disease assessment // Computers in Biology and Medicine. 2021. Vol. 135. P. 104623.
[10] Ardhianto P. et al. A review of the challenges in deep learning for skeletal and smooth muscle ultrasound images // Applied Sciences. 2021. Vol. 11, no. 9. P. 4021.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ РАССЕЯНИЙ И ОТРАЖЕНИЙ В ИЗОБРАЖЕНИЯХ МЯГКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ H-SCAN

П.С. Ампилов, А.Е. Спивак, И.Ю. Демин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В биомедицине имеется давний вопрос ультразвукового исследования о частотной зависимости рассеивателей в различных тканях, органах и крови. Традиционные изображения B-скана показывают огибающую принятых эхо-сигналов в виде оттенков серого. Эхо возникает в результате зеркальных отражений и рассеяния в зонах изменения акустического импеданса. Некоторые методы определения характеристик тканей оценивают частотную и угловую зависимость возвращенных рассеянных волн, однако статистические характеристики ультразвуковых эхо-сигналов могут ограничивать их пространственное разрешение или точность.

В свою очередь, H-скан является альтернативным методом, с помощью которого полученные эхо-сигналы можно связать с тремя основными классами сигналов, полученных из тканей. Данный метод производит классификацию рассеивателей в виде цветового кодирования изображения обычного B-скана [1].

Теоретические основы метода H-скана

При ряде приемлемых допущений можно смоделировать формирование A-линии эхо-импульса как свертку входного импульса с последовательностью отражений. Предполагая достаточно слабые затухание и обратное рассеяние, интегрирование может быть сведено к модели свертки, в которой принятое эхо e(t) можно аппроксимировать следующим образом

$$e(t) = A[p(t)s(x,y) \ast\ast\ast R(x,y,ct/2)], \quad (1)$$

где A – постоянная амплитуда, $p(t)$ – распространяющийся импульс в осевом направлении, $s(x,y)$ – ширина луча в поперечном и высотном направлениях, а $R(x,y,z)$ – трехмерная схема отражателей или рассеивателей. Скорость звука – c, а осевое расстояние z можно заменить на $ct/2$ (т.е. путь туда и обратно). Операция свертки здесь обозначена символом $\ast\ast\ast$.

В простейших одномерных расчетах при предположении о малых пространственных вариациях акустического импеданса $Z = \rho c$ можно показать, что функция R связана с пространственной производной Z в направлении z распространения зондирующего импульса следующим образом:

$$R(z) \approx \left(\frac{1}{2Z_0}\right)\frac{dZ(z)}{dz}. \quad (2)$$

Эта связь подразумевает, что определенные типы структур дают характерные отражения. Небольшое приращение акустического импеданса вдоль направления распространяющегося импульса дает импульсную функцию для $R(z)$. В таком случае возвращающееся эхо – это просто $R \cdot p(t)$. В тонком материале с высоким акустическим

импедансом, таком как стенка артерии, устремив расстояние между передней и задней стенкой к нулю, мы можем аппроксимировать профиль импеданса как:

$$Z(z) = Z + \Delta Z\delta(z - z_0), \tag{3}$$

и соответственно, используя формулу (2) получить

$$R(z) = \left(\frac{\Delta Z}{2Z_0}\right)\delta'(z - z_0), \tag{4}$$

где $\delta(z - z_0)$ и $\delta'(z - z_0)$ – дельта-функция Дирака и ее производная соответственно. В этом случае вернувшееся эхо пропорционально производной $p(t)$ по времени. Это подразумевает наличие частотной составляющей, взвешенной по ω, поскольку свойство преобразований Фурье говорит нам, что

$$F\left[\frac{dp(t)}{dt}\right] \to j\omega P(\omega), \tag{5}$$

где $F[\ ]$ – операция преобразования Фурье, а $P(\omega)$ – результат преобразования $p(t)$.

Наконец, в более общей теории рассеяния борновское приближение для малого (субволнового) сферического рассеивателя имеет ведущий член для обратного рассеянного эха, который пропорционален ω^2. Такие рассеиватели обычно называют релеевскими. Данный частотный вес ω^2 важен, поскольку согласно преобразованию Фурье, вес ω^2 соответствует второй производной функции во временной области:

$$F\left[\frac{d^2p(t)}{dt^2}\right] \to \omega^2 P(\omega). \tag{6}$$

Подводя итог, можно сказать, что с некоторой степенью приближения эхо или отражение от пошагово нарастающей функции импеданса создает эхосигнал, пропорциональный $p(t)$. Тонкий слой с более высоким импедансом создает эхо, пропорциональное dp/dt. Облако небольших слабых рассеивателей создает эхо, пропорциональное d^2p/dt^2. Учитывая это, мы стремимся идентифицировать эхо-сигналы по их связи с переданным импульсом и его производными. Семейство функций, связанных с полиномами Эрмита, – один из наиболее подходящих способов сделать это.

Последовательное дифференцирование гауссовского импульса $\boldsymbol{e}(-t^2)$ дает полином Эрмита n-го порядка. Полиномы Эрмита определяются по формуле

$$H_n(t) = (-1)^n \boldsymbol{e}^{t^2} \frac{d^n}{dt^n} \boldsymbol{e}^{-t^2}, \tag{7}$$

где $n = 0,1,2,\ldots; t \in \pm\infty$. При умножении на огибающую $\boldsymbol{G} = \boldsymbol{e}^{-t^2}$ они становятся взвешенными по Гауссу полиномами Эрмита.

Функция $\boldsymbol{G}H_4(t)$ напоминает типичный широкополосный импульс. Если предположить, что в системе импульсного эхосигнала импульсная характеристика в обе стороны равна $\boldsymbol{A_0 G}H_4(t)$, то, исходя из логики уравнений (2), (5) и (6), отражение R(z) будет представлено дельта-функцией $R_0\delta(t)$ и, следовательно, соответствующий принятый эхосигнал будет пропорционален $\boldsymbol{G}H_4(t)$. Другими словами, уравнение (2) в простейшей одномерной форме приобретает вид:

$$e_1(t) = \left(A_0 G H_4(t)\right) * R_0 \delta(t) = R A_0 G H_4(t). \quad (8)$$

Однако тонкий слой с более высоким импедансом будет аппроксимировать производную $\delta(t)$ как отражатель и возвращать эхо, пропорциональное $\boldsymbol{G}H_5(t)$, из-за особенностей производных полиномов Эрмита:

$$e_2(t) = \left(A_0 G H_4(t)\right) * R_2 \delta'(t) = -R_2 A_0 G H_5(t). \quad (9)$$

Наконец, малый рассеиватель или некогерентное облако малых рассеивателей будут иметь поведение, основанное на второй производной, и возвращать эхо, пропорциональное $\boldsymbol{G}H_6(t)$. Данные взаимосвязи проиллюстрированы в табл. 1.

Табл. 1

Структура ткани	Класс отражения	Частотный вес	Функция Эрмита
Плоская граница (зеркальная)	$\delta(t)$ (функция Дирака)	1	$\boldsymbol{G}H_4(t)$
Тонкий слой	$\frac{d\delta(t)}{dt}$	$j\omega$	$\boldsymbol{G}H_5(t)$
Малые рассеиватели	$\frac{d^2\delta(t)}{dt^2}$	ω^2	$\boldsymbol{G}H_6(t)$

В этом случае задача идентификации сводится к классификации эхо-сигналов по сходству с $\boldsymbol{G}H_4(t)$, $\boldsymbol{G}H_5(t)$ или $\boldsymbol{G}H_6(t)$. В качестве естественного классификационного теста, использующего концепцию параллельно работающих согласованных фильтров или фильтров максимального правдоподобия, можно предложить свертку полученного сигнала с масштабированными версиями с $\boldsymbol{G}H_4(t)$, $\boldsymbol{G}H_5(t)$ и $\boldsymbol{G}H_6(t)$ для формирования трех сигналов, прошедших постобработку. Можно просто выбирать максимальное значение в каждый момент времени или отображать их относительную мощность в виде цветов. Общая схема обработки и визуализации принятых эхосигналов показана на рис. 1. Свертка с низкой частотой и низким порядком $\boldsymbol{G}H_4(t)$ имеет красный цвет, свертка с $\boldsymbol{G}H_5(t)$ – зеленый и свертка с высокой частотой $\boldsymbol{G}H_6(t)$ – синий [2].

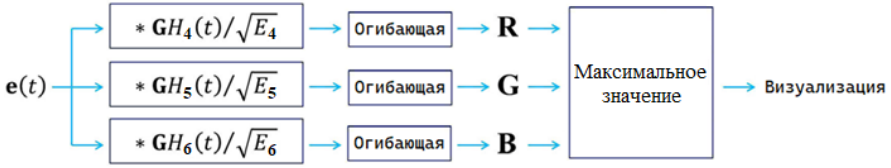


Рис. 1

Результаты обработки данных УЗИ реализованным методом

Для реализации метода H-скан в среде программирования MATLAB была разработана программа, которая, получая на вход файл RF-данных, производит обработку и визуализацию B- и H-сканов.

Файлы RF-данных были получены с помощью акустической системы Verasonics с открытой архитектурой, использовался линейный преобразователь с центральной

частотой 5 МГц с гауссовой обработкой при приеме и передаче и частотой дискретизации 50 МГц. Хотя данная система не использует для передачи функцию $\boldsymbol{G}H_4(t)$, передаваемый импульс обладает схожими свойствами. Поэтому можно провести приближенный анализ, используя корреляционные функции от H_4, H_5 и H_6, а затем задать цвета, как описано выше.

На рис. 2 отображены B- и H-скан фантома цилиндра CIRS Model 049 – Cylindrical в продольном сечении. Слева обычное изображение B-скана, справа – цветовое кодирование, полученное в результате свертки Эрмита. Из изображения H-скана видно, что цилиндр имеет обычные зеркальные границы (красный цвет). Также видно, что среда фантома состоит из множества различных типов рассеивателей и отражателей.

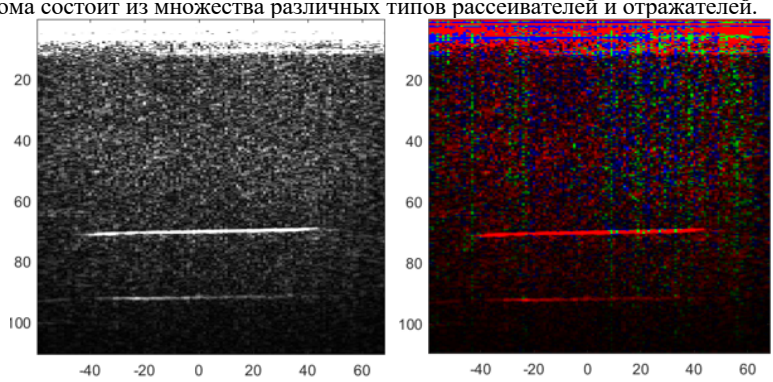


Рис. 2

Выводы

Описана теория построения H-скана на основании данных обычного B-скана и написан алгоритм, реализующий метод, описанный в данной теории. Представлены результаты обработки RF-данных реальных сканированных объектов и их интерпретация.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (государственное задание No FSWR-2023-0031).

[1] Parker K.J. // Phys. Med. Biol. 2016. 61 L20.
[2] Parker K.J., Baek J. // Biomed. Phys. Eng. Express. 2020. 6 045012.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА «HIFU BEAM» ДЛЯ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭВОЛЮЦИИ ИНТЕНСИВНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

А.В. Аникин, А.Е. Спивак, И.Ю. Демин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

HIFU (High-Intensity Focused Ultrasound), или высокоинтенсивный сфокусированный ультразвук, является современной неинвазивной технологией, предназначенной для прицельного разрушения злокачественных опухолей с минимальным повреждением окружающих здоровых тканей.

Программа расчёта акустического поля (HIFU beam)

«HIFU beam» — это программный комплекс, разработанный на базе MATLAB с использованием бинарного исполняемого файла, предназначенный для численного моделирования акустических полей, создаваемых одноэлементными преобразователями и кольцевыми решётками HIFU в плоскослоистой среде, имитирующей биологические ткани. В основе моделирования лежит одностороннее уравнение Вестервельта (модификация уравнения Хохлова–Заболоцкой–Кузнецова), учитывающее как линейное, так и нелинейное распространение радиально-симметричных ультразвуковых пучков с возможностью описания термовязкого и степенного акустического поглощения. [3].

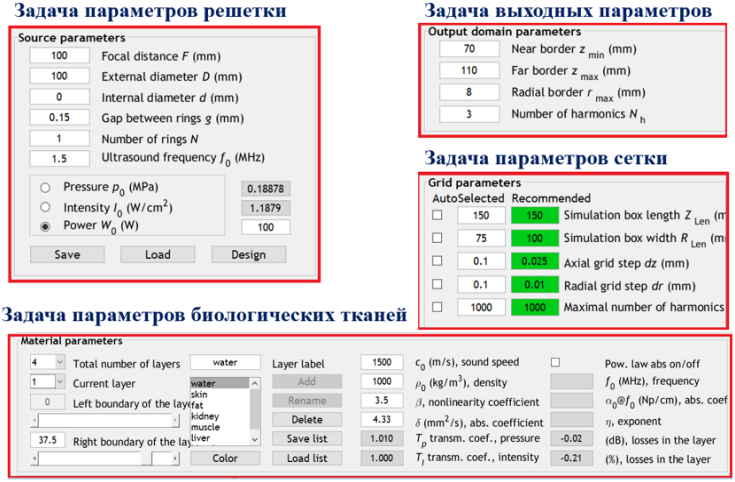


Рис. 6

В данном комплексе мы можем задать параметры решетки, такие как фокусное расстояние, кривизна решетки, внутренний диаметр, зазор между кольцами, количество колец и частоту, и мощность антенны рис. 1.

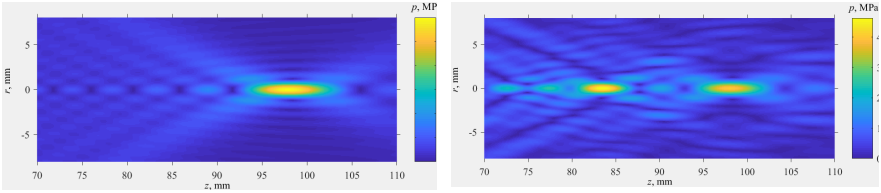


Рис. 2

В работе были заданы два типа решёток: одноэлементная и кольцеобразная, их трёхмерные изображения представлены на рис. 2. Обе решётки имели одинаковые параметры (фокус F = 100 мм, диаметр D = 100 мм, частота f = 1.5 МГц, мощность W = 100 Вт), за исключением геометрии: кольцеобразная решётка состояла из трёх колец с центральным отверстием (радиус 10 мм) и межкольцевыми промежутками по 10 мм.

Среда моделирования включала четыре слоя: воду (37.5 мм), кожу (4.5 мм), жировую ткань (20 мм) и скелетную мышцу (88 мм). После задания параметров в HIFU-beam был выполнен расчёт аксиального распределения давления. Для одноэлементной решётки наблюдается одна фокусная область (95–100 мм) с максимумом около 6 МПа. Для кольцеобразной решётки формируются две фокусные зоны с пиками давления 4.5 и 4 МПа (рис. 2).

Результаты использования программы HIFU beam для сопоставления с ранее полученными численными исследованиями из других источников

В рамках проведенной работы, полученные результаты были сравнены с итогами, численного моделирования [2-3].

Табл. 1

Параметры моделирования	Скорость звука м/с	Плотность кг/м^3	Коэффициент нелинейности	Коэффициент затухания α, Нп/м
Вода	1483,00	998,00	3,70	0.025
Печень	1550,00	1055,00	3,90	9

В расчётах использовались параметры среды, приведённые в табл. 1 и на рис. 4. Для решётки были заданы следующие конфигурации: в первом случае — апертура 120 мм и радиус кривизны 120 мм (рис. 5); во втором — апертура 20 мм и радиус кривизны 19 мм (рис. 6); в третьем — апертура 20 мм и радиус кривизны 16.64 мм (рис. 7).

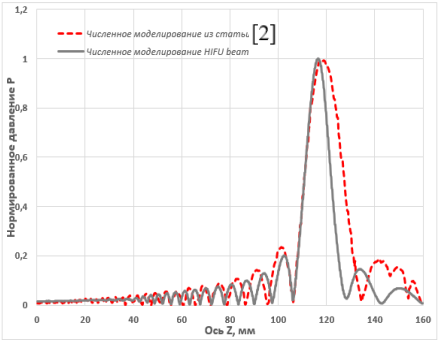


Рис. 5

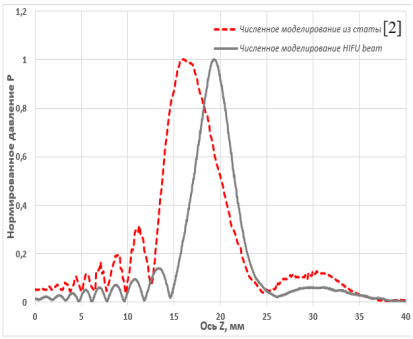


Рис. 6

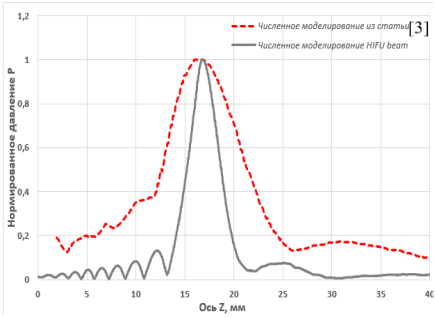


Рис. 7

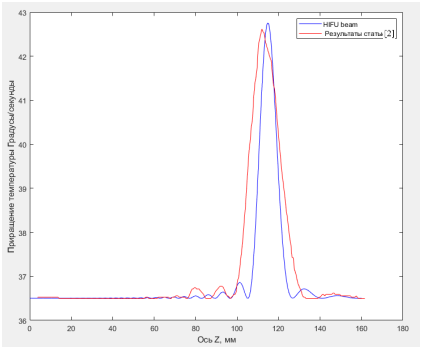


Рис. 8

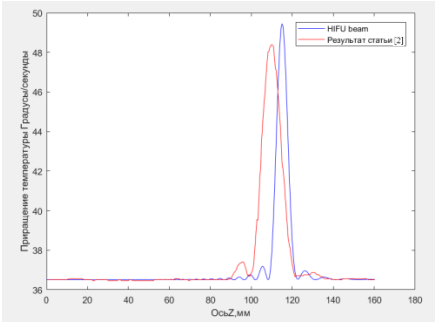


Рис. 9

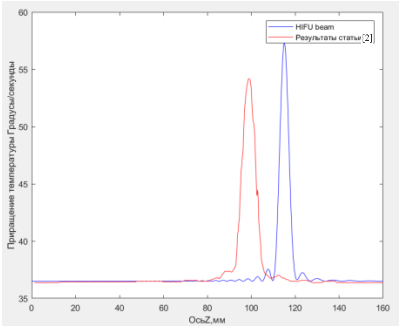


Рис. 10

Как видно из рис. 8, графики температуры в нашем моделировании и в статье совпадают по форме: фокальные области почти идентичны, ширина пиков отличается незначительно. При мощности 50 Вт и частоте 1 МГц температура печени в фокусе повышается на 6 °C за 1 секунду, достигая 42.5 °C. На рис. 9 частота увеличена до 1.5 МГц: в этом случае фокус в статье смещается ближе к решётке примерно на 10 мм, в

то время как у нас остаётся на месте. Температура достигает 49.5 °C в нашей модели и 48 °C в статье. При частоте 2 МГц рис. 10 это смещение составляет уже около 20 мм, а максимальная температура — 57 °C у нас и 54 °C в статье. Таким образом, при моделировании наблюдается достижение температур, достаточных для некроза тканей уже за одну секунду воздействия.

Заключение

С использованием программного комплекса HIFU beam проведено численное моделирование распространения высокоинтенсивных сфокусированных ультразвуковых волн в биологических тканях.

Получены зависимости распределения акустического давления и температуры в фокальной области от параметров антенны, таких как мощность, частота и геометрия решётки. Результаты численного моделирования в HIFU beam были сопоставлены с данными, ранее полученными из нескольких научных источников, в которых применялись другие численные методы.

Проведённый сравнительный анализ показал, что использование заданной фазировки и учет нелинейных эффектов в HIFU beam существенно влияет на характеристики акустического поля и температурного распределения. Полученные результаты могут быть полезны для оптимизации параметров HIFU-установок в медицинских и биологических приложениях.

[1] http://limu.msu.ru/node/3555?language=en.
[2] Kim S.J., Hwang J.Y., Kim Y.J., Pae K.N. // Phys.Wav. Phen. 2023. Vol. 31. P. 30.
[3] Martínez R., Vera A., Leija L. // Phys. Procedia. 2015. Vol. 63. P. 127.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЗВУКА В АКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

Д.А. Горячев[1)], А.М. Сухов[1)], И.Н. Диденкулов[1, 2)], Н.В. Прончатов-Рубцов[1)], П.Н. Вьюгин[1)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН

Введение

Известно, что распространение звука в океане сопровождается интерференцией, что обусловлено многолучевостью [1]. При изменении расстояния между источником и приемником звука интерференционная картина наблюдается не только для тональных, но для широкополосных акустических сигналов [2, 3]. Распространение широкополосного звука в океане имеет свои особенности по сравнению с тональными сигналами. Главное отличие состоит в том, что из-за частотной дисперсии мод интерференция проявляется в виде полос на плоскости «частота-расстояние» [2-4]. Понимание механизмов распространения и интерференции звука в морях и океанах позволяет решать задачи акустического мониторинга морской среды. Однако натурные экспериментальные исследования очень дороги и моделирование их в лабораторных условиях и в численных моделях представляет актуальную задачу. Целью данной работы было физическое и математическое моделирование распространения широкополосного звука в акустическом волноводе.

Эксперимент

Волновод показан на рис. 1, а блок-схема установки – на рис. 2.

Рис. 1

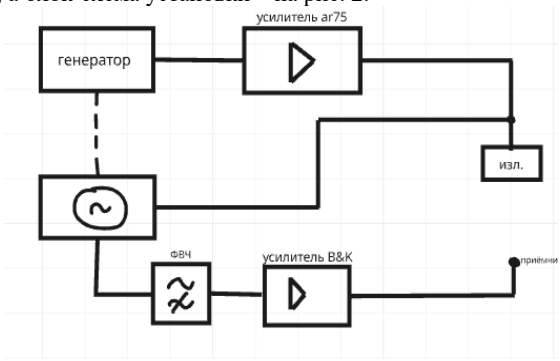


Рис. 2

Методика измерений состояла в следующем. Генератор формировал импульсные сигналы последовательно на каждой из дискретных частот образующих сетку частот в диапазоне от 70 до 151 кГц с шагом 3 кГц, всего 28 дискретных частот. Длительность импульса составляла 3 периода. Эти сигналы после усиления попадали на излучатель в волноводе и принимались гидрофоном. После гидрофона они регистрировались с помощью осциллографа. Подобные измерения проводились для каждого взаимного

положения излучателя и приемника. После каждого описанного цикла измерений гидрофон перемещался в новое положение с шагом 5 см. Измерения были проведены для расстояний между излучателем и гидрофоном в диапазоне от 30 до 200 см. Зарегистрированные данные переносились на компьютер для последующей обработки. Python-код был составлен для считывания пришедших на гидрофон сигналов, вырезания из них первых 5 периодов и вычисления их энергии. Энергия сигналов со всех 980 файлов составляла в итоге частотно-пространственную матрицу.

Математическое моделирование распространения широкополосного звука в волноводе выполнялось для модели идеального волновода с верхней и нижней свободными поверхностями, а также для волновода Пекериса [1].

На рис. 3 и 4 приведены, соответственно, экспериментальная и теоретическая картины частотно-пространственной интерференции. Видно их подобие.

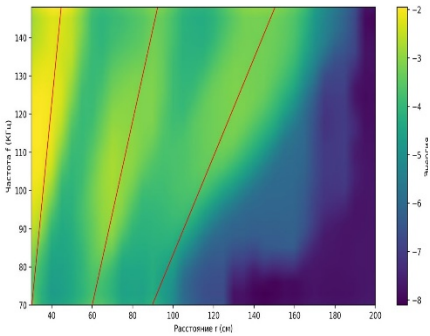


Рис. 3

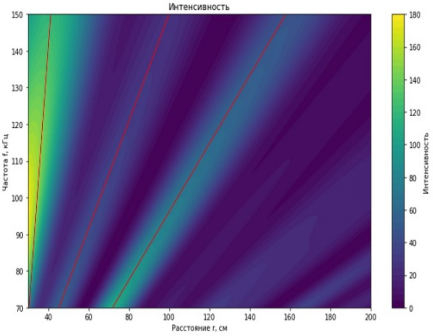


Рис. 4

Заключение

В ходе работы было теоретически и экспериментально промоделировано распространение широкополосного звука в плоском волноводе. Показано, что при изменении расстояния между излучателем и приемником звука на спектрограмме в плоскости «частота-расстояние» формируются интерференционные полосы, характеризующие акустические параметры волновода. Теоретические расчёты согласуются с экспериментальными данными.

Работа выполнена в рамках госзадания FFUF-2024-0035 ИПФ РАН.

[1] Бреховских Л.М., Годин О.А. Акустика слоистых сред. – М.: Наука. Гл. ред. физмат. лит., 1989, 416 с.
[2] Орлов Е.Ф. Интерференционная структура широкополосного звука в океане // Проблемы акустики океана. – М.: Наука, 1984. С. 85.
[3] Кузнецов В.П. Интерференционные явления в акустике волноводов – Санкт-Петербург: Наука, 2010, 180 с.
[4] Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане // Акустика океана. – М.: Наука, 1982. С. 71.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ НА ВОЗНИКНОВЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ВБЛИЗИ МЯГКОЙ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА СРЕД

Г.С. Авдеев, П.Н. Вьюгин, И.Ю. Грязнова, Н.В. Ильина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Данное лабораторное экспериментальное исследование направлено на изучение влияния длительности гидроакустических импульсных сигналов, диаграммы направленности источника, а также взаимного расположения источника и приемника на возникновение искажений вблизи границы раздела сред.

Блок-схема экспериментальной установки показана на рис.1. Высокочастотный сигнал частотой f_0 = 1,14 МГц с генератора 1 поступает на формирователь радиоимпульсов 2, управляемый генератором импульсов 3. Длительность импульсов τ~100мкс, частота повторения F_0~100Гц могут меняться регулировками приборов. После усиления 4 импульс излучается пьезокерамическим излучателем 5 и принимается пьезокерамическим приемником 6 после прохождении через водную среду 7, принятый сигнал усиливается в резонансном усилителе 8 и поступает в регистрирующий блок 9. Ванна снабжена специальными координатными устройствами, позволяющими перемещать приемный щуп и излучатель по глубине и по горизонтали, а также вращать их в горизонтальной плоскости.

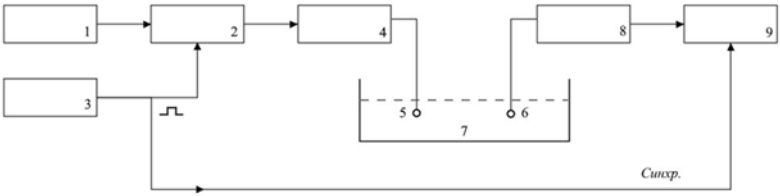


Рис. 1

Геометрия эксперимента изображена на рис. 2.

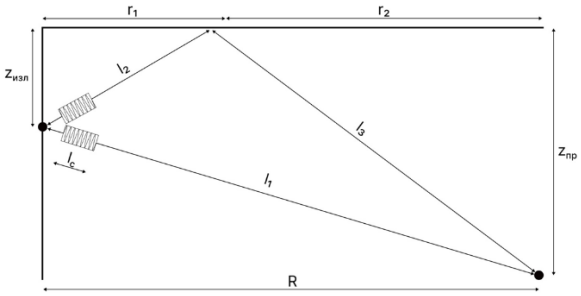


Рис. 2

По экспериментальным данным были построены зависимость, показывающая, на каком расстоянии от излучателя на разной глубине начинается интерференция прямого и отраженного сигналов (рис. 3) и график, иллюстрирующий уширение области взаимодействия в зависимости от длительности

посылки и от расстояния между излучателем и приёмником (рис. 4), а также проведено сравнение с теоретическими расчетами.

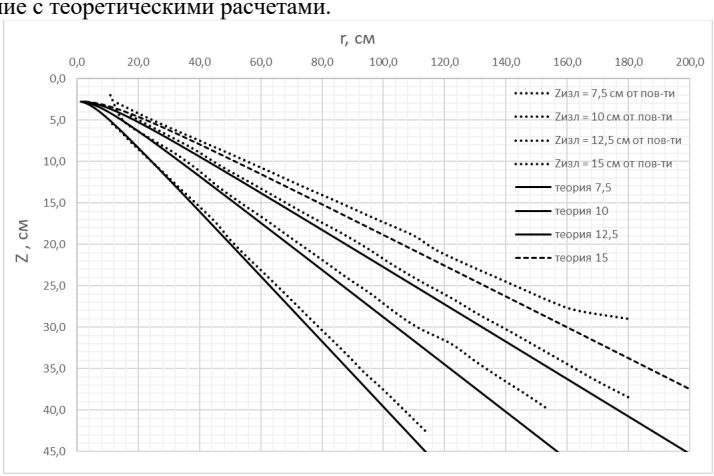


Рис. 3

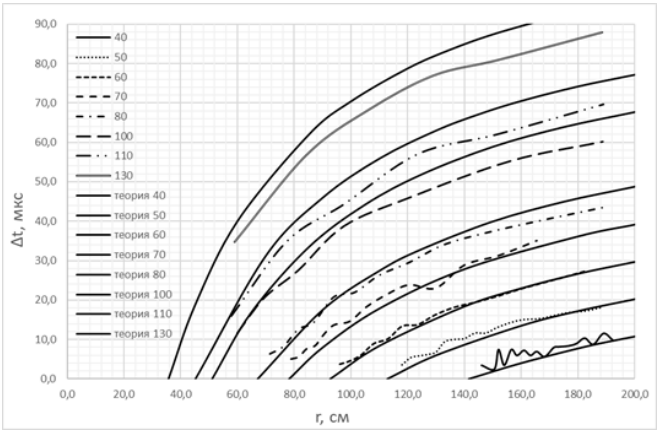


Рис. 4

Рис. 3 и рис. 4 демонстрируют качественное согласие экспериментальных и теоретических результатов и показывают, что оптимальными условиями для передачи гидроакустических импульсных сигналов без искажений являются излучение на возможно большей глубине посылок с минимально возможной длительностью. Однако диаграмма направленности реального источника должна быть в каждом конкретном случае учтена для построения точных аналитических моделей.

О РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЯХ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ КОНЦЕНТРАЦИИ ДИСКРЕТНЫХ ДОННЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ АКУСТИЧЕСКОМ ЗОНДИРОВАНИИ

И.Ю. Грязнова, П.А. Ларичев, Е.А. Сечин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Акустические методы являются основным инструментом для дистанционного исследования морского дна, поскольку позволяют получать данные о донной структуре без непосредственного контакта. Одним из ключевых параметров, поддающихся измерению при обратном акустическом зондировании, является средняя интенсивность рассеянного сигнала, чувствительная к распределению донных неоднородностей. В настоящей работе численно исследуются две модели пространственного размещения рассеивателей: случайная и кластерная. Случайная модель предполагает статистически независимое, в среднем равномерное распределение точечных неоднородностей по зондируемой области, а кластерная модель учитывает пространственную корреляцию взаимного расположения частиц и моделирует случай, когда неоднородности сгруппированы в "пятна", аналогично структурам железомарганцевых конкреций. Были рассмотрены случаи ортогонального и наклонного зондирования поверхности, содержащей дискретные неоднородности.

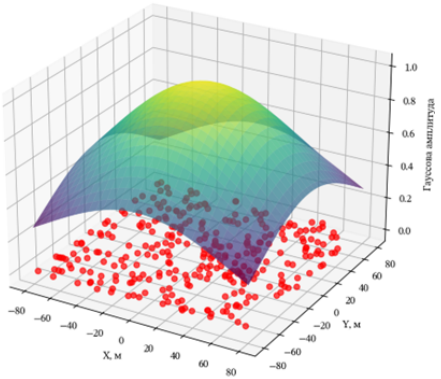


Рис. 1

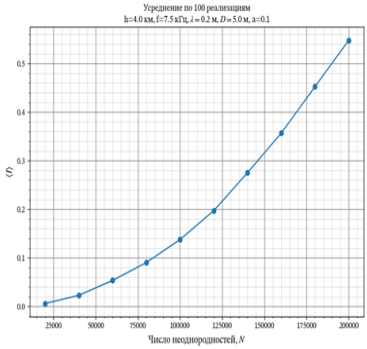


Рис. 2

Для всех моделей полагалось, что параметр волновое ka ~ 1, где k – волновое число, a – характерный радиус неоднородностей (радиус неоднородностей сопоставим с длинной волны). Численная модель реализована на языке программирования Python с ускорением при помощи библиотеки Numba. Расчёты проводились для частоты 7,5 кГц, глубины залегания неоднородностей 4000 м и апертуры излучателя 5 м. На рис. 1 схематически представлена зондируемая плоскость для случая случайного распределения неоднородностей с визуализацией гауссова профиля амплитуды падающего сигнала. На рис. 2 приведён график интенсивности обратного рассеяния в зависимости от числа неоднородностей, усреднённый по 100 реализациям, подтверждающий квадратичную

зависимость средней интенсивности обратного рассеяния от средней концентрации частиц при нормальном падении сигналов на плоскость дна.

Для кластерной модели была построена тепловая карта распределения неоднородностей (рис. 3), предполагалось, что плотность неоднородностей убывает от центра кластера по гауссову закону, ширина которого регулируется параметром σ. На рис. 4 показана зависимость средней интенсивности обратного рассеяния от параметра σ при нормальном зондировании поверхности, показывающая, что с ростом ширины кластеров интенсивность увеличивается (при этом количество частиц в озвученной области остается неизменным), что связано с уменьшением угла диаграммы направленности рассеянной волны для более крупных скоплений неоднородностей.

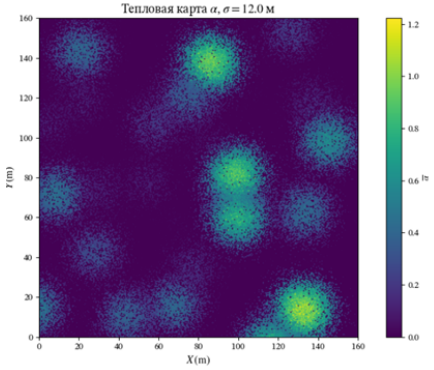


Рис. 3

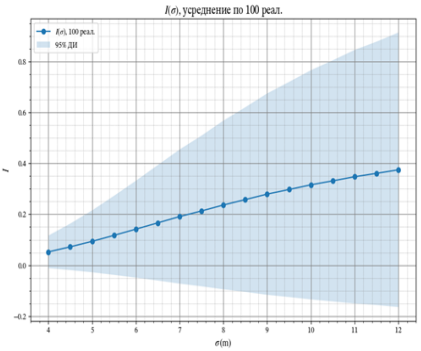


Рис. 4

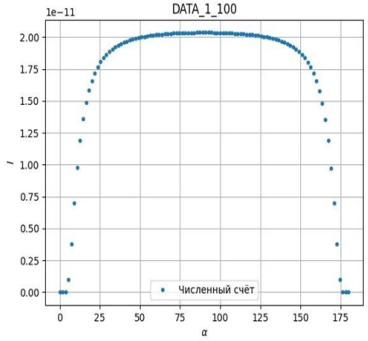


Рис. 5

На рис. 5 представлена зависимость средней интенсивности обратного рассеяния от угла скольжения акустической волны, при наклонном зондировании. Показано, что при малых углах скольжения наблюдается эффект затенения одних частиц другими; при увеличении угла скольжения имеет место некогерентное рассеяние, характеризующееся линейной зависимостью средней интенсивности от средней концентрации неоднородностей; однако наибольшая интенсивность отмечается при когерентном рассеянии, когда падение акустических сигналов на дно близко к вертикальному.

Секция «Акустика»

Заседание секции проводилось 22 мая 2025 г.
Председатель – С.Н. Гурбатов, секретарь – А.А. Хилько.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ «МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И СИСТЕМ»

Председатель – И.С. Павлов, секретарь – Е.Ю. Линник.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ВИБРОУДАРНОГО МЕХАНИЗМА С КРИВОШИПНО-ШАТУННЫМ ВОЗБУДИТЕЛЕМ КОЛЕБАНИЙ РЕАКТИВНОЙ МАССОЙ

З.Г. Акопян, И.В. Никифорова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Виброударные механизмы с реактивной массой и кривошипно-шатунным возбудителем колебаний находят широкое применение в строительстве, дорожном строительстве и машиностроении [1, 2, 3]. Одной из важнейших задач при их проектировании является исследование динамики системы с учётом периодических ударных взаимодействий между элементами механизма. Вибрационное воздействие, генерируемое такими устройствами, используется для уплотнения грунтов, разрушения материалов и забивки конструктивных элементов. Повышение эффективности этих процессов требует детального численно-аналитического анализа колебательных режимов, включая переходные процессы и устойчивые состояния.

В настоящей работе рассматривается модель виброударного механизма (рис. 1). Крутящий момент от двигателя передается на кривошипный вал 2, при этом ползуны-ударники 5 и 10 совершают в противоположных направлениях возвратно-поступательные движения в направляющих 19 и 20 относительно корпуса 1, периодически вступая во взаимодействие с наковальнями 6 и 11. В результате этого начинают совершать друг относительно друга возвратно-поступательные перемещения в вертикальной плоскости корпус 1, уплотняющая плита 7 и масса 12.

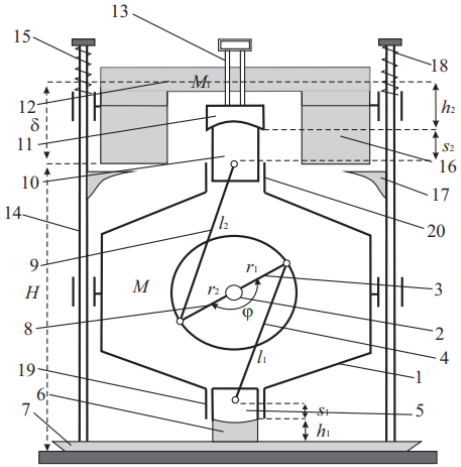


Рис. 1

Особенностью рассматриваемого механизма является наличие условий переключения между режимами движения [4]. В зависимости от соотношения между положением реактивной массы и поршня реализуются различные фазовые состояния системы:

свободное движение без ударов, контакт с ограничительной поверхностью с изменением направления скорости, или проскальзывание по ограничителю.

Уравнения движения механизма в безразмерных координатах и параметрах имеют вид

$$\begin{cases} x_1 > \Delta \\ \ddot{x_1} = -\beta_1 x_1 - p \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} x_1 = \Delta, \dot{x_1} < 0 \\ \dot{x_1}^+ = -R\dot{x_1}^- \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} x_1 > \Delta, x = x_1 - \eta_2 - \lambda - \gamma\mu\cos(\tau - \varphi) \\ \dot{x_1}^+ - \dot{x}^+ = -R(\dot{x_1}^- - \dot{x}^-) - (1+R)\gamma\mu\sin(\tau - \varphi) \\ \dot{x_1}^+ + \mu_1\dot{x}^+ = \dot{x_1}^- + \mu_1\dot{x}^- \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} x = \varepsilon - \mu\cos\tau + \eta_1, \dot{x_1}^+ < 0 \\ \dot{x}^+ = -R\dot{x}^- + (1+R)\mu\sin\tau \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} x > \varepsilon - \mu\cos\tau + \eta_1 \\ x < x_1 - \lambda - \gamma\mu\cos(\tau - \varphi) - \eta_2, \\ \ddot{x} = -p \end{cases} \quad (5)$$

где x_1 – безразмерная координата центра масс реактивной массы (12), x - безразмерная координата центра масс корпуса (1), $\dot{x}^+, \dot{x}^-$ - скорости непосредственно после и до удара соответственно.

$$\tau = \omega t, x_1 = \frac{y_1}{l}, x = y, p = \frac{g}{l\omega^2}, \beta_1 = \frac{k}{m_1\omega^2}, \Delta = \frac{\delta}{l}, \mu = \frac{r_1}{l},$$
$$\lambda = \frac{m_1}{M + \sum_{i=1}^{n} m_i}\frac{s_i - s_2}{l}, \gamma = \frac{r_2}{r_1}, \eta_1 = \frac{\varepsilon_1}{l}, \eta_2 = \frac{\varepsilon_2}{l}.$$

Исследование динамики рассматриваемой математической модели для некоторых режимов проведено с помощью метода точечных отображений поверхности Пуанкаре в себя [5].

На рис. 2 представлены результаты численного моделирования поведения реактивной массы и поршней за период.

На графике представлены безразмерные координаты элементов механизма в зависимости от времени τ. Синим цветом отображена траектория центра масс реактивной массы $x_1(\tau)$, красные точки соответствуют моментам ударов этой массы об ограничитель (элемент 17 на рис. 1). Зелёная пунктирная линия иллюстрирует динамику поршня 10 $x_{P2}(\tau)$, а жёлтые точки обозначают удары поршня 10 о реактивную массу. Оранжевая пунктирная кривая соответствует колебаниям поршня 5 $x_{P1}(\tau)$. Горизонтальная пунктирная линия указывает положение ограничителя 17 относительно которого происходит ударное взаимодействие.

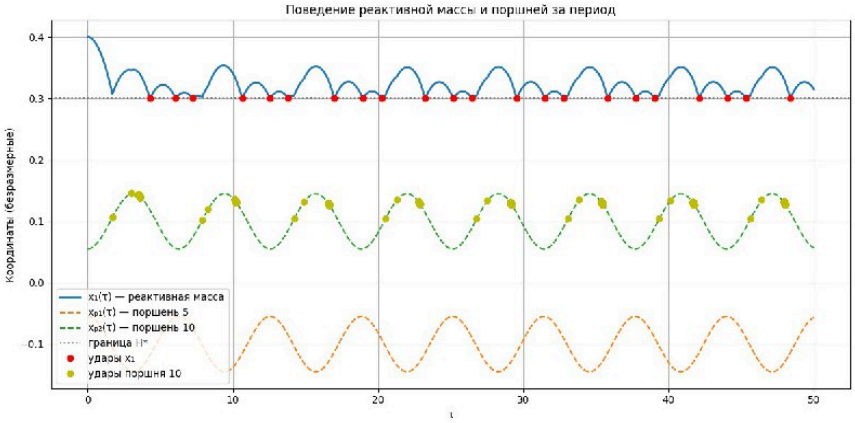


Рис. 2

[1] Nikiforova I.V., Metrikin V.S. Dynamics of a Multi-piston Vibropercussion Mechanism Equipped with a Reaction Weight // Communications in Computer and Information Science. 2024. Vol. 1900. P. 72.
[2] Блехман И.И. Синхронизация динамических систем. – М.: Физматгиз, 1971, 894 с.
[3] Блехман И.И., Джанелидзе Ю.Г. Вибрационное перемещение. – М.: Наука, 1964, 410 с.
[4] Igumnov L.A., Metrikin V.S., Nikiforova I.V., Fevralskikh L.N. // Advanced Structured Materials. 2020. Vol. 137. P. 173.
[5] Неймарк Ю.И. Метод точечных отображений в теории нелинейных колебаний. – М.: ЛИБРОКОМ, 2010, 472 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ КОПУЛ ДЛЯ АНАЛИЗА ДАННЫХ ФОНДОВОГО РЫНКА

Т.С. Бородина, И.И. Лопатин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время модели, основанные на копула-функциях, наиболее востребованы в финансовой сфере, где сформировалась самостоятельная область – количественные финансы как раздел финансовой науки, который использует математическое моделирование, статистический анализ и алгоритмические методы для количественной оценки финансовых рисков, ценообразования активов и разработки инвестиционных стратегий. Помимо экономической сферы, данный математический инструмент используется в физике, сельском хозяйстве, страховании, телекоммуникационных исследованиях и в других областях. В данной работе с использованием копул оцениваются взаимосвязи временных рядов курсов российских акций за 2021–2024 годы, проводится анализ динамики фондового рынка, что позволяет составить рекомендации по формированию портфеля акций на 2025 год.

С вероятностной точки зрения, копула – это функция распределения некоторого случайного вектора $\boldsymbol{U} = (U_1, \dots, U_d)$, каждая компонента которого является равномерно распределенной случайной величиной на отрезке $[0, 1]$. Копула-функция позволяет при заданных законах отдельных компонент случайного вектора связать их некоторой связкой так, чтобы задать определенный уровень корреляции между ними, причем закон распределения отдельных компонент может быть любым. Теорема Склара [1] дает возможность с помощью копул перейти от одномерных распределений нескольких случайных величин к их совместному распределению. Наиболее подробно понятие копула-функции было рассмотрено в работах [2-4]. Приведем ниже определение копулы для случая $d = 2$.

Функция $C(u_1, u_2)$, принимающая значения на $[0,1]$, называется копулой двух переменных u_1 и u_2, где $u_1,\ u_2\ \in [0, 1]$, то есть $C(u_1,\ u_2)$ действует из $[0, 1]^2$ в $[0, 1]$, если она удовлетворяет следующим условиям 1–3:

1) $C(u_1, 0) = 0,\ C(0,\ u_2) = 0$;
2) $C(u_1, 1) = u_1, C(1,\ u_2) = u_2$;
3) $C(a_1,\ a_2) + C(b_1, b_2) - C(a_1, b_2) - C(b_1, a_2) \geq 0$ для всех $(a_1, a_2),\ (b_1, b_2) \in [0, 1]^2$ с $a_1 \leq b_1, a_2 \leq b_2$.

Для анализа характера зависимости курса акций рассматриваются три типа эталонных копул:

1) независимая копула: $C(u_1, u_2)^{ind} = u_1 \cdot u_2$ – соответствует случаю независимости акций;
2) комонотонная копула: $C(u_1, u_2)^{co} = min\{u_1, u_2\}$ – рост одной акции сопровождается ростом другой;
3) контрмонотонная копула: $C(u_1, u_2)^{contr} = max\{u_1 + u_2 - 1, 0\}$ – рост одной акции сопровождается падением другой.

Методика исследования

Методика, реализующая анализ зависимостей цен акций с использованием копул, состоит из следующих последовательных этапов [5, 6].

1) Подготовка данных. Исключаются дни, когда биржа не работала (например, выходные и праздники). Нормировка: цены акций приведены к единому масштабу для исключения влияния разницы в абсолютных значениях. Для преобразования в логарифмические доходности используется формула $r_t = ln(P_t/P_{t-1})$, где P_t – цена акции на день t. Это позволяет стабилизировать дисперсию и получить стационарные временные ряды.
2) Расчет эмпирической копулы. Для каждой пары активов реализуется расчёт эмпирической копулы на решетке с шагом $\frac{1}{N}$. За оценку значения копула-функции $C(\frac{i}{N}, \frac{j}{N})$, которую будем обозначать как $\hat{C}(\frac{i}{N}, \frac{j}{N})$, принимаем величину $n(i,j)/n$, где n – число наблюдений $(n \gg N)$, $n(i,j)$ – число пар выборки $\{x_k, y_k\}_{k=1}^{n}$, для которых $x_k \le x_{([in/N])}, y_k \le y_{([jn/N])}$, а $x_{(i)}, y_{(j)}$ – соответствующие порядковые статистики (вариационные ряды).
3) Сравнение с теоретическими копулами. Для каждой пары временных рядов курсов акций на множестве узлов решетки считалось отклонение d значений теоретических копул (независимости, комонотонности и контрмонотонности) до эмпирической копулы как расстояние в метрике L_1: $d = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\left|\hat{C}\left(\frac{i}{N}, \frac{j}{N}\right) - C(\frac{i}{N}, \frac{j}{N})\right|$. В каждом случае среди этих отклонений выбиралось наименьшее.
4) Классификация зависимостей. Для каждой пары акций определяется тип зависимости: если минимальное расстояние d соответствует копуле независимости $(C(u_1, u_2)^{ind})$, то говорим о независимости акций; если копуле комонотонности $(C(u_1, u_2)^{co})$, то преобладает комонотонная зависимость; если копуле контрмонотонности $(C(u_1, u_2)^{contr})$ – контрмонотонная.

Для реализации анализа выбрана экосистема Python, обладающая широкими возможностями в обработке данных и статистическом анализе.

Результаты

Исследование основано на ежедневных ценах закрытия акций компаний ключевых секторов российской экономики:

банковский сектор: Т-Банк (Б1), Сбербанк (Б2), ВТБ (Б3);

нефтегазовый сектор: Газпром (Н1), Роснефть (Н2), Сургутнефтегаз (Н3);

телекоммуникации и информационные технологии: МТС (Т1), Ростелеком (Т2), Яндекс (Т3).

Данные получены с сайта финансовой группы «Финам». В табл. 1-4 представлены результаты анализа зависимостей между парами акций из различных секторов экономики за период с 2021 по 2024 годы соответственно с использованием описанной выше методики. В этих таблицах: «+» обозначает комонотонную зависимость; «−» соответствует контрмонотонной зависимости; «0» – независимости. Каждая таблица представляет собой матрицу, где строки и столбцы соответствуют активам, а ячейки содержат символы, указывающие на тип зависимости. Диагональные элементы пусты, так как актив не сравнивается сам с собой.

Табл. 1

	Б1	**Б2**	**Б3**	**Н1**	**Н2**	**Н3**	**Т1**	**Т2**	**Т3**
Б1		+	+	+	+	0	0	−	+
Б2	+		+	+	+	0	0	−	+
Б3	+	+		+	+	0	0	−	0
Н1	+	+	+		+	0	0	−	+
Н2	+	+	+	+		0	−	−	0
Н3	0	0	0	0	0		0	0	0
Т1	0	0	0	0	−	0		0	0
Т2	−	−	−	−	−	0	0		−
Т3	+	+	0	+	0	0	0	−	

Табл. 2

	Б1	**Б2**	**Б3**	**Н1**	**Н2**	**Н3**	**Т1**	**Т2**	**Т3**
Б1		+	+	0	0	0	0	0	+
Б2	+		+	0	+	+	0	+	+
Б3	+	+		+	+	+	0	+	0
Н1	0	0	+		+	+	+	+	0
Н2	0	+	+	+		+	+	+	0
Н3	0	+	+	+	+		+	+	0
Т1	0	0	0	+	+	+		+	0
Т2	0	+	+	+	+	+	+		0
Т3	+	+	0	0	0	0	0	0	

Табл. 2

	Б1	**Б2**	**Б3**	**Н1**	**Н2**	**Н3**	**Т1**	**Т2**	**Т3**
Б1		+	+	0	+	+	+	+	+
Б2	+		+	0	+	+	0	+	+
Б3	+	+		+	+	+	+	+	+
Н1	0	0	+		0	0	+	0	0
Н2	+	+	+	0		+	0	+	+
Н3	+	+	+	0	+		0	+	+
Т1	+	0	+	+	0	0		+	+
Т2	+	+	+	0	+	+	+		+
Т3	+	+	+	0	+	+	+	+	

Табл. 3

	Б1	Б2	Б3	Н1	Н2	Н3	Т1	Т2	Т3
Б1		+	+	+	+	+	+	+	0
Б2	+		+	0	+	+	+	+	0
Б3	+	+		+	+	+	+	+	0
Н1	+	0	+		+	+	+	0	0
Н2	+	+	+	+		+	+	+	0
Н3	+	+	+	+	+		+	+	0
Т1	+	+	+	+	+	+		+	0
Т2	+	+	+	0	+	+	+		+
Т3	0	0	0	0	0	0	0	+	

Результаты анализа зависимостей, представленные в табл. 1-4, выявили динамику изменения взаимосвязей между акциями в период с 2021 по 2024 годы. В 2021 году наблюдалось значительное количество контрмонотонных пар, что указывает на разнонаправленные движения активов и потенциал для диверсификации, а также присутствует достаточное количество независимых пар. С 2022 года произошел заметный сдвиг в сторону комонотонности взаимозависимостей курсов акций на финансовом рынке России. Эти изменения согласуются с экономическими событиями, такими как восстановление рынков и геополитическая нестабильность, что подтверждает чувствительность метода к внешним факторам. Тем самым эффективность диверсификации как средства хеджирования риска при формировании портфеля ценных бумаг в кризисных условиях снижается. Следует отметить, что практически со всеми акциями независимость сохраняли в 2022 году акции Т-банка и Яндекса, в 2024 году – только акции Яндекса.

На основе проведённого анализа для формирования инвестиционного портфеля рекомендуется учитывать следующие моменты. Диверсификация рисков: включение контрмонотонных пар акций позволит снизить общий риск портфеля за счёт их разнонаправленного движения, особенно в условиях рыночного стресса. Осторожность с комонотонными парами: пары с сильной комонотонной зависимостью могут быть полезны для стратегий, ориентированных на синхронный рост, однако их использование увеличивает риски в кризисные периоды. Краткосрочные прогнозы: нецелесообразность прогнозирования динамики курсов акций на срок более одного месяца.

[1] Sklar A. // Publ. Inst. Statis. Univ. Paris. 1959. No. 8. P. 229.
[2] Пеникас Г.И. // Журнал новой экономической ассоциации. 2010. Т. 7. С. 24.
[3] Фантаццини Д. // Прикладная эконометрика. 2011. № 2 (22). С. 98.
[4] Фантаццини Д. // Прикладная эконометрика. 2011. № 3 (23). С. 98.
[5] Бронштейн Е.М. и др. // Прикладная эконометрика. 2011. № 22 (2). С. 22.
[6] Бронштейн Е.М. Зинурова А.Р. // Прикладная эконометрика. 2012. № 3 (27). С. 109.

ОБРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В НАТУРНЫХ УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

А.К. Бритенков[1, 2)], Р.В. Травин [1, 2)]

[1)] ИПФ РАН
[2)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Гидроакустика играет ключевую роль в изучении мирового Океана, подводной навигации, поисковых работах и решении специальных задач. Особое значение в подобных приложениях имеют низкочастотные гидроакустические излучатели (НЧИ), способные излучать сигналы, распространяющиеся на значительные расстояния с минимальными потерями энергии. В связи с принципом взаимности гидроакустические преобразователи могут работать как в качестве источников, так и приёмников звука. Излучатель находится в режиме приёма сигналов, когда используется в качестве гидрофона, преобразуя звуковое давление отражённых или рассеянных акустических волн в электрические сигналы тока и напряжения. Однако из-за влияния шумов, отражений, многолучевого распространения и нестационарности водной среды, даже при использовании коротких ЛЧМ-сигналов, снимаемые с преобразователя данные требуют обработки для извлечения полезной информации. Одним из распространённых методов обработки данных является аппроксимация. В данной работе рассматриваются варианты применения разложения данных электроакустических измерений отрезками рядов ортогональных функций непрерывного аргумента из числа классических для фильтрации шумов и снижения искажений сигнала 3D НЧИ, работающего в режиме гидроакустического приёмника.

Гидроакустический излучатель в режиме приёмника

В связи с принципом взаимности и обратимостью пьезоэлектрического преобразования, на котором основана работа рассматриваемого преобразователя, можно установить некоторую связь электроакустических характеристик гидроакустического преобразователя, работающего на приём и на излучение. В качестве преобразователя использовался низкочастотный гидроакустический излучатель со сложной формой излучающей оболочки – 3D НЧИ с цельнометаллическим корпусом [1]. Для получения частотной характеристики 3D НЧИ как приёмного устройства [2], выполнялось сравнение развиваемого на выходе преобразователя напряжения при известном звуковом давлении в точке приёма, с напряжением на контрольном гидрофоне с известной чувствительностью:

$$\gamma_{\text{3D НЧИ}} = \gamma_{\text{г}}(f)\,\frac{U_{\text{3D НЧИ}}\,L_{\text{3D НЧИ}}}{U_{\text{г}}L_{\text{г}}} \times \frac{U^{\text{г}}_{\text{НЧИ}}}{U^{\text{3D НЧИ}}_{\text{НЧИ}}}, \qquad (1)$$

где $L_{\text{3D НЧИ}}$ – расстояние от приёмника (3D НЧИ) до контрольного НЧИ, $U_{\text{3D НЧИ}}$ – напряжение на 3D НЧИ, $U^{\text{3D НЧИ}}_{\text{НЧИ}}$ – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе при приёме сигналов при помощи 3D НЧИ, $L_{\text{г}}$ – расстояние от измерительного

гидрофона до контрольного НЧИ, $U_г$ – напряжение на измерительном гидрофоне, $U^г_{НЧИ}$ – напряжение сигнала возбуждения на контрольном излучателе. Полученная таким образом кривая чувствительности по напряжению определяет эффективность работы преобразователя при работе в приёмном режиме и её связь с чувствительностью по напряжению в режиме излучения (1).

Полученный таким образом график зависимости напряжения на выходе 3D НЧИ от относительных единиц волнового размера *kr* (являющихся условными значениями частоты), где *k* – волновое число, *r* – эквивалентный радиус излучателя, определяемый как радиус сферы объёмом, равным объёму воды, вытесняемому излучателем, даже после некоторого усреднения по реализациям содержит значительное количество точек, существенно выходящих за пределы погрешности измерений (рис. 1).

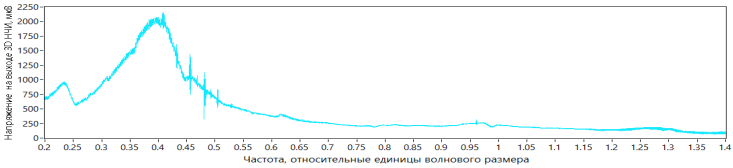


Рис. 1

Обработка данных электроакустических измерений

Как отмечалось выше, при проведении гидроакустических измерений возникают различные виды шумов и искажений, которые могут существенно сказываться на качестве данных. В первую очередь это связано с различными физическими свойствами водной среды, шумами оборудования, распространением низкочастотных звуковых сигналов от других источников и многими другими внешними факторами. В целях повышения качества данных и избавления сигнала от различных искажений для его дальнейшего анализа проведена аппроксимация данных при помощи таких ортогональных функций непрерывного аргумента, как функции Лежандра, Эрмита, Лагерра и Якоби, являющихся решением гипергеометрического дифференциального уравнения вида

$$A(x)y + B(x)y + \lambda_n y = 0, \qquad (2)$$

где A(x) и B(x) не зависят от n, а ln не зависит от x.

Любопытно, что разложение в ортогональный ряд функциями Лежандра:

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \times \frac{d^n}{dx^n}\left((x^2-1)^n\right) = \frac{1}{2^n}\sum_{k=0}^{n}(C_k^n)(x-1)^{n-k}(x+1)^k, \qquad (3)$$

где x – нормированная величина, связывающая модель аппроксимации с физическими данными, n – степень полинома, оказалась эффективнее других вариантов аппроксимации для фильтрации помех и соответственно снижения различных искажений. Вывод представляется отчасти ожидаемым, поскольку полиномы Лежандра инфинитны и определены на отрезке [- 1, 1], то описание кривой, ограниченной по оси аргумента и спадающей по краям такого отрезка, вполне логично [3]. Ввиду ортогональности [4]

функций (2), коэффициенты разложения не зависят друг от друга, что снижает влияние случайных отклонений. Результаты аппроксимации напряжения на выходе 3D НЧИ как приёмника функциями Лежандра 40-порядка с помощью пакета программ ADAP, созданного для обработки текстовых последовательностей и массивов данных, приведены на рис. 2.

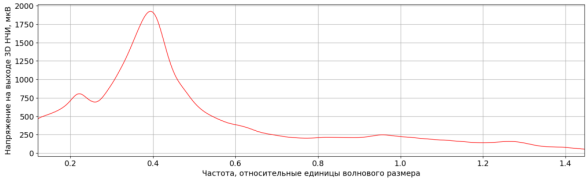


Рис. 2

Преимуществом функции Лежандра по сравнению с аналогичными функциями и методами аппроксимации является коэффициент формы базисной функции *i*-порядка

$$K_i(n) = \frac{\int_0^T z_i(t)(T-t)^n dt}{\int_0^T z_i(t) t^n dt}, \qquad (4)$$

для $n \geq 1$, где n – параметр, определяющий "чувствительность" $K_i(n)$ к характеру $z(t)$ и учитывающей соответствие графика аппроксимируемой функции и первых членов ряда. Кроме того, разложение на различную глубину (длину ряда), позволяет анализировать низкочастотные компоненты, и даёт возможность предварительной оценки тренда кривой. Некоторые варианты аппроксимации данных электроакустических измерений чувствительности преобразователя на приём с применением пакета ADAP приведены на рис. 3, где черным цветом отмечены исходные данные, а красным – аппроксимация полиномами Бернштейна и на рис. 4 при аппроксимации функциями Якоби (до 100 порядка).

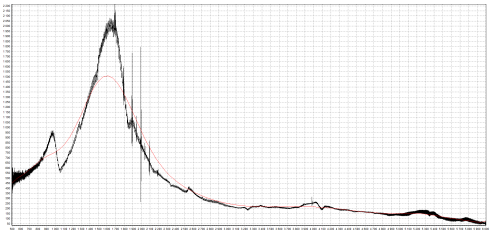


Рис. 3

Как видно из рис. 3, подобное представление данных не подходит для последующей обработки данных, хотя и довольно точно отражает общую тенденцию.

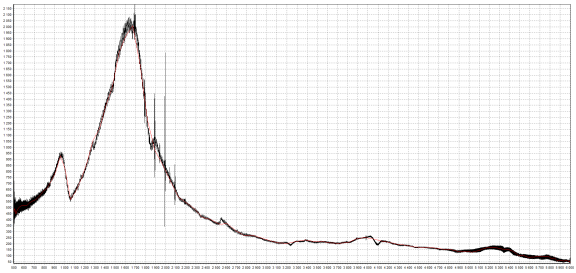


Рис. 4

Аппроксимация функциями Якоби имеет схожий результат с аппроксимацией функциями Лежандра и также может использоваться для обработки данных электроакустических измерений. Однако, в рамках поставленной задачи применение функций Лежандра является более предпочтительным решением из-за меньшей сложности расчёта функций Лежандра и лучшей фильтрацией искажений данных.

Заключение

При проведении электроакустических измерениях параметров низкочастотных преобразователей в натурных условиях неизбежны шумы и искажения, которые необходимо удалять на этапе обработки полученных данных. Несмотря на многообразие методов обработки, в рамках задачи измерения чувствительности 3D НЧИ как приёмника, аппроксимация данных функциями Лежандра показала эффективность для устранения разброса данных при разных реализациях и снижения влияния отражений, многолучёвости и нестационарности среды. Использование подобных методов обработки данных как составной части ОСАМ, может быть полезно и в других приложениях гидроакустики и радиотехники, например, сглаживании экспериментальных данных и решении задач оптимальной фильтрации.

[1] Боголюбов Б. Н., Кирсанов А. В., Леонов И. И., Смирнов С. А., Фарфель В. А. // Гидроакустика. 2015. Т. 23, № 3. С. 20.
[2] Костеев Д.А., Британков А.К., Земнюков Н.Е., Львов А.В., Салин М.Б. // Научное приборостроение. 2024. Т. 34, № 3. С. 54.
[3] Дедус Ф.Ф., Куликова Л.И., Махортых С.А., Назипова Н.Н., Панкратов А.Н., Тетуев Р.К. // Доклады Академии наук. 2006. Т. 411, № 5. С. 599.
[4] Панкратов А.Н. // Журнал вычислительной математики и математический физики. 2004. Т. 44, № 12. С. 2121.

ФОРМА ЯНУС-ЧАСТИЦ И ОБОБЩЕНИЕ ЗАДАЧИ ПЛАТО О ДВОЙНОМ ПУЗЫРЕ

В.Б. Федосеев

ИМХ РАН

Задача о двойном пузыре является вариантом трёхмерной изопериметрической проблемы поиска фигур с минимальной поверхностью. В 19 веке теорема Plateau [1] о двойном пузыре принята истинной без доказательств. Она стала популярной у математиков в конце 20 века. В 1991 **ГОДУ** доказан двумерный аналог теоремы и сформулирована гипотеза о трёхмерном двойном пузыре. Для случая двух равных объёмов доказательство опубликовано в 2000 году [2]. Позже были опубликованы доказательства общей гипотезы и обобщение на высшие размерности [3]. В общем виде похожие проблемы возникают при описании пространств, заполненных пеной, границами зёрен, магнитными доменами и пр. Решения и доказательства, предложенные математиками, пока ограничены случаем межфазных границ с одинаковыми свойствами.

В настоящем сообщении предложено простое решение, обобщающее задачу на оболочки с разными физическими (упругими) свойствами межфазных границ и переменным периметром линии контакта.

Гетерогенные частицы имеют весьма разнообразную морфологию. Янус конфигурация формируется под действием поверхностных сил и достаточно часто наблюдается при синтезе, или при моделировании методом молекулярной динамики. Как правило, при моделировании ограничиваются простыми конфигурациями. Это можно оправдать малостью вклада поверхностной энергии в полную энергию частиц. Однако допустимость такого упрощения требует обоснования. С этой целью рассмотрим равновесную форму янус-частиц, возникающую при механическом равновесии под действием сил поверхностного натяжения.

Янус конфигурацию можно представить в виде трёх шаровых сегментов, имеющих единое основание (рис. 1).

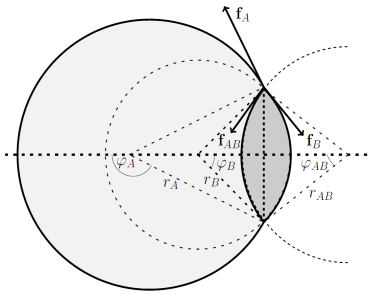


Рис.

Фаза α заполняет шаровой сегмент A с радиусом r_A и углом φ_A, фаза β заполняет шаровые сегменты B и AB с радиусами r_B, r_{AB} и углами φ_B, φ_{AF} соответственно. Шаровые сегменты A и B образуют внешние границы частицы, сегмент AB – внутреннюю. Сегменты имеют общее основание (рис.), поэтому $r_A sin\varphi_A = r_B sin\varphi_B = r_{AB} sin\varphi_{AB}$. Это позволяет исключить переменные r_B и r_{AB}. Радиус r_A определяется из условий сохранения

$$V = n_1 V_1 + n_2 V_2 = V_A + V_B = V_\alpha + V_\beta,$$
$$V_f = n_{1,f} V_1 + n_{2,f} V_2 = \begin{cases} V_A - V_{AB}, & f = \alpha \\ V_B + V_{AB}, & f = \beta \end{cases}. \quad (1)$$

Здесь $V_1, V_2, n_1, n_2,$ – мольные объёмы и число молей компонентов, V_A, V_B, V_{AB} – объёмы

шаровых сегментов, V_f – объём фаз, $f = \alpha, \beta$. Полный объём считается постоянным.

Подстановка объёма шаровых сегментов в (1) даёт

$$\begin{gathered} V = \frac{4}{3}\pi r_0^3 = \frac{1}{3}\pi r_A^3((1-cos\varphi_A)^2(2+cos\varphi_A) + \\ + \left(\frac{sin\varphi_A}{sin\varphi_B}\right)^3 (1-cos\varphi_B)^2(2+cos\varphi_B)), \\ V_f = \frac{1}{3}\pi r_A^3\left(\left(\frac{sin\varphi_A}{sin\varphi_B}\right)^3 (1-cos\varphi_B)^2(2+cos\varphi_B) \pm \right. \\ \left. \pm \left(\frac{sin\varphi_A}{sin\varphi_{AB}}\right)^3 (1-cos\varphi_{AB})^2(2+cos\varphi_{AB})\right), \end{gathered} \tag{2}$$

где r_0 – радиус эквивалентной по объёму сферы.

Отношение r_A/r_0 можно использовать в качестве критерия отклонения формы частиц от сферы. Объёмы фаз удобно выразить через степень расслаивания $\theta = V_\beta/V$, которая становится единственной независимой переменной в (1),(2). Таким образом, объём и форма сегментов зависят от степени расслаивания.

Запишем аналог уравнения Юнга, для условия компенсации сил поверхностного натяжения на стыке фаз (рис. 1)

$$\begin{gathered} \sigma_A cos\varphi_A + \sigma_B cos\varphi_B + \sigma_{AB} cos\varphi_{AB} = 0, \\ \sigma_A sin\varphi_A + \sigma_B sin\varphi_B + \sigma_{AB} sin\varphi_{AB} = 0\,, \end{gathered} \tag{3}$$

откуда

$$\begin{gathered} sin\,\varphi_{AB} = -\frac{\sigma_A sin\varphi_A + \sigma_B sin\varphi_B}{\sigma_{AB}}, \\ cos(\varphi_A - \varphi_B) = \frac{\sigma_{AB}^2 - \sigma_A^2 - \sigma_B^2}{2\sigma_A\sigma_B}. \end{gathered} \tag{4}$$

или

$$\begin{gathered} \varphi_B = \varphi_A \pm arccos\left(-\frac{\sigma_{AB}^2 - \sigma_A^2 - \sigma_B^2}{2\sigma_A\sigma_B}\right) - k2\pi, \\ \varphi_{AB} = \varphi_A \mp arccos\left(-\frac{\sigma_B^2 - \sigma_A^2 - \sigma_{AB}^2}{2\sigma_A\sigma_{AB}}\right) - k2\pi,\ k = 0{,}1. \end{gathered} \tag{5}$$

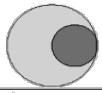
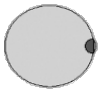
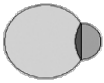
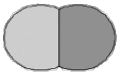
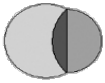
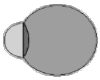
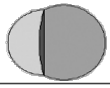
Решение описывает параметры сегментов, соответствующие механическому равновесию. Арккосинусы в (5) можно отождествить с углами между поверхностями соответствующих сегментов. Внешние границы янус-частицы выпуклы, поэтому выбирается решение с противоположными знаками φ_A и φ_B. Решение имеет смысл при $|\sigma_A - \sigma_B| < \sigma_{AB} < \sigma_A + \sigma_B$. За пределами указанного интервала необходимо рассматривать иные конфигурации (ядро-оболочка (core-shell) и др.). Для сегментов, расположенных вершиной вправо (рис. 1), углы имеют отрицательное значение.

В таблице приведены наиболее характерные примеры равновесной конфигурации, соответствующие разным соотношениям поверхностного натяжения и степени расслаивания θ.

Параметрами, описывающими фазовые превращения в частице, являются состав (n_i), физико-химические характеристики компонентов (V_i, φ_f) и уравнения состояния

рассматриваемого раствора. Объёмы сосуществующих фаз выражаются через степень расслаивания θ и условия сохранения вещества (2) и механического равновесия (3).

Таблица

Параметры, форма	Параметры, форма	Параметры, форма
$\sigma_A = \sigma_B = \sigma_{AB}$	$\sigma_{AB} \cong \lvert\sigma_A - \sigma_B\rvert$	$\sigma_A : \sigma_B : \sigma_{AB} = 1.5 : 2 : 1$
$\varphi = \{170, -70, 50\}$ $\theta = 0.0025$	$\varphi = \{170, -13, 160\}$ $\theta = 0.13$ 	$\varphi = \{170, -39, 95\}$ $\theta = 0.004$ 
$\varphi = \{150, -90, 30\}$ $\theta = 0.07$ 	$\varphi = \{150, -33, 140\}$ $\theta = 0.47$	$\varphi = \{150, -59, 75\}$ $\theta = 0.07$
$\varphi = \{120, -120, 0\}$ $\theta = 0.5$ 	$\varphi = \{120, -63, 110\}$ $\theta = 0.75$	$\varphi = \{120, -89, 44\}$ $\theta = 0.36$ 
$\varphi = \{90, -150, -30\}$ $\theta = 0.9$ 	$\varphi = \{90, -93, 80\}$ $\theta = 0.89$	$\varphi = \{90, -119, 15\}$ $\theta = 0.74$ 

Представленные в 1-м столбце таблицы состояния с $\sigma_{AB} = \sigma_A = \sigma_B$ возникают при контакте капель эмульсии или мыльных пузырей и соответствуют задачам, рассматриваемым в [2, 3]. В этом случае $arccos\left(-\frac{\sigma_{AB}^2 - \sigma_A^2 - \sigma_B^2}{2\sigma_A\sigma_B}\right) = \frac{\pi}{3}$, и решения подтверждают гипотезу Plateau о том, что контактные углы для двойных пузырей равны 120°. Случаю равного объёма фаз соответствует $\varphi_A = \pi\frac{2}{3}$, при этом образуется симметричная частица с плоской межфазной границей.

В общем случае $\varphi_B \neq \varphi_A$ и янус-частицы имеют несферическую форму, параметры которой меняются при изменении соотношения объёмов фаз.

Более общая задача для $\sigma_{AB} \neq \sigma_A \neq \sigma_B$ математиками не рассматривались. В отличие от случая двойного пузыря такие янус-частицы могут иметь сферическую форму на пределе области существования янус конфигурации $\varphi_B = \varphi_A - \pi$. Фаза β может иметь вид симметричной линзы, когда $\varphi_B = -\varphi_{AB}$.

Решения системы уравнений (3) соответствуют минимуму поверхностной энергии при заданном θ. Этот результат не учитывает термодинамическое равновесие и влияния концентрации фаз на их поверхностное натяжение. Учёт концентрационных и размерных зависимостей требует анализа полной энергии частицы, включающей энергию

Гиббса сосуществующих фаз для частиц нанометровых размеров [4]. Это осложняет поиск равновесной конфигурации, но позволяет более адекватно моделировать поведение конкретных химических объектов. Механизмы, качественно объясняющие закономерности перераспределения компонентов между сосуществующими фазами, сформулированы в [5], они позволяют предсказать размерные эффекты при рассмотрении фазовых превращений.

Приведённые в таблице результаты демонстрируют, что кривизна межфазных границ существенно зависит от соотношения объёмов фаз θ. Это необходимо учитывать при моделировании наночастиц. Как правило, в большинстве работ по умолчанию ограничиваются выбором единственной конфигурации, а это может существенно исказить результаты моделирования. Конкуренция янус и core-shell конфигураций способна увеличить множество метастабильных состояний и путей формирования наночастиц в процессе синтеза. Для реальных расслаивающихся растворов проблема осложняется тем, что поверхностные натяжения межфазных границ зависят от состава фаз.

Следует отметить, что проблема двойных мыльных пузырей (как и задача Кельвина о разбиении объёма [6]) формально выходит за рамки изопериметрических задач, так как периметр стыков межфазных границ при минимизации энергии является переменной.

Работа выполнена в соответствии с государственным заданием ИМХ РАН.

[1] Plateau, J., Statique expérimentale et théorique des liquides soumis aux seules forces moléculaires. – Paris: Gauthier-Villars, 1873, p. 495.
[2] Hutchings M. et al. // Electron. Res. Announc. Am. Math. Soc. 2000. Vol. 6, no. 6. P. 45.
[3] Morgan F. // Rev. Mod. Phys. 2007. Vol. 79, no. 3. P. 821.
[4] Федосеев В.Б. // ФТТ. 2024. Т. 66, № 11. С. 1993.
[5] Шишулин А.В., Федосеев В.Б. // ЖТФ. 2020. Т. 90, № 3. С. 358.
[6] Thomson W. // Acta Math. 1887. Vol. 11, no. 2. P. 121.

К ОБСУЖДЕНИЮ ПРОБЛЕМ, СВЯЗАННЫХ С СИЛОЙ РЕАКЦИИ ИЗЛУЧЕНИЯ

А.Е. Китаев

АО «ННПО имени М.В. Фрунзе»

В докладе [1] автором было предложено альтернативное выражение для силы реакции излучения (силы радиационного трения). В случае одномерного движения заряда оно выглядит так:

$$f_0 = -\frac{2e^2}{3c^3}\frac{(\frac{dV}{dt})^2}{V}. \quad (1)$$

Это выражение заменяет стандартную формулу

$$f = \frac{2e^2}{3c^3}\frac{d^2V}{dt^2}, \quad (2)$$

использование которой часто приводит к противоречиям (см. [2]). В качестве примера рассмотрим равноускоренное движение электрона. В этом случае мощность излучения, вычисленная по формуле

$$P = \frac{2e^2}{3c^3}(\frac{dV}{dt})^2, \quad (3)$$

не равна нулю, так как не равно нулю ускорение, но радиационное трение нулевое (так как ускорение постоянно, и вторая производная скорости, входящая в выражение (2), равна нулю).

В этом же докладе [1] было найдено решение дифференциального уравнения

$$m\frac{dV}{dt} = F - \frac{2e^2}{3c^3}\frac{\left(\frac{dV}{dt}\right)^2}{V}. \quad (4)$$

Это уравнение представляет собой запись второго закона Ньютона для частицы, на которую действует сила реакции излучения (в предложенной форме) и внешняя сила F (внешняя сила считается постоянной). Уравнение (4) имеет следующее решение, выражающееся через специальную функцию Ламберта $W(x)$ (описание этой функции см. в [3]):

$$V = \frac{2e^2F}{3c^3m^2}\frac{(W\left(C_0 exp\,(\frac{3c^3m}{2e^2}t)\right) - 1)^2}{W\left(C_0 exp\,(\frac{3c^3m}{2e^2}t)\right)}. \quad (5)$$

В этой формуле параметр C_0 –константа, которая связана с начальной скоростью.

При движении частицы в ускоряющем поле мы имеем вполне разумные результаты, но в тормозящем поле перед моментом поворота скорость приобретает мнимую добавку. Присутствие такой добавки нуждается в какой-то интерпретации. Оказывается, что для появления подобной комплексификации скорости (и других связанных с ней величин) не обязательно вводить новое выражение (1) для силы реакции излучения.

Можно рассмотреть баланс мощностей для движущейся в тормозящем однородном поле частицы с учетом потерь на излучение:

$$m\frac{dV}{dt}V = -|F|V - \frac{2e^2}{3c^3}\left(\frac{dV}{dt}\right)^2. \quad (6)$$

В левой части выражения (6) мы имеем отрицательное (в замедляющем поле до момента остановки) изменение кинетической энергии частицы за единицу времени. Первое слагаемое в правой части – работа силы за единицу времени, также отрицательная до момента остановки частицы (скорость мы считаем положительной). Второе слагаемое – это потеря энергии на излучение (в единицу времени).

Если перенести все слагаемые в одну часть и считать получившееся выражение квадратным уравнением относительно ускорения, можно записать следующее решение для ускорения:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{mV}{2(\frac{2e^2}{3c^3})}\left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(\frac{2e^2}{3c^3})|F|}{m^2V}}\right). \quad (7)$$

Видно – при уменьшении скорости (если считать ее действительной) аргумент квадратного корня становится отрицательным, что приводит к появлению мнимой части ускорения.

Выход из этой ситуации видится таким. Предположим, что электрон движется не как точечный объект, а как некое подобие твердого тела. Если из трех углов, определяющих его «внутренние» движения, два считать по какой-то причине «замороженными» (электрон мы будем считать вращающимся вдоль линии своего движения), то часть лагранжиана, связанную с внутренним движением, можно записать так:

$$L_i = \frac{mR^2\dot{\psi}^2}{2} + \frac{eR^2}{2c}H_z\dot{\psi} = \frac{mV_\psi{}^2}{2} + \frac{eR}{2c}H_zV_\psi. \quad (8)$$

Здесь R – радиус электрона (можно считать его, например, классическим радиусом электрона), H_z – компонента магнитного поля, сонаправленная с обычной скоростью электрона. $V_\psi = Rd\psi/dt$ можно считать вращательной скоростью электрона (ψ – угол, изменяющий при таком вращении электрона). Уравнение внутреннего движения получается следующим (если считать, что магнитное поле зависит лишь от времени):

$$m\frac{dV_\psi}{dt} = -\frac{eR}{2c}\frac{\partial H_z}{\partial t}. \quad (9)$$

Если это уравнение умножить на мнимую единицу и сложить с уравнением «внешнего» движения, мы получим:

$$m\frac{d(V + iV_\psi)}{dt} = eE_z - \frac{\partial U}{\partial z} - \frac{eR}{2c}\frac{\partial(iH_z)}{\partial t}. \quad (10)$$

Если перейти к потенциалам электромагнитного поля (обычному векторному потенциалу и магнитному векторному), можно записать:

$$m\frac{d(V+iV_\psi)}{dt}=-\frac{e}{c}\frac{\partial A_z}{\partial t}-\frac{\partial U}{\partial z}+\frac{eR}{2c^2}\frac{\partial^2(iA_{mz})}{\partial t^2}. \quad (11)$$

Фактически мы используем в таком уравнении движения комплексную комбинацию величин, выражающихся через векторные потенциалы (отметим: можно обойтись и без привлечения векторного магнитного потенциала):

$$\boldsymbol{A}-i\frac{R}{2c}\frac{\partial \boldsymbol{A}_m}{\partial t}=\boldsymbol{A}+i\frac{R}{2}\boldsymbol{H}. \quad (12)$$

При рассмотрении реакции излучения частицы эти поля будут зависеть от скорости и ускорения частицы (хотя, конечно, часть этих полей можно считать заданными внешними величинами).

Появление ненулевой мнимой части комплексной скорости при таком подходе равносильно появлению вращательной скорости (то есть «раскрутке» электрона).

Перейдем ко второй задаче, которую хотелось бы здесь обсудить - к одномерному трению излучения. Это более простая задача. Отметим, что схожая задача, относящаяся к одномерной теории упругости, рассматривалась в работе [4].

Мы рассмотрим теперь не точечную излучающую частицу, а излучающую бесконечно тонкую плоскость. Пусть имеется плоский дельтаобразный токовый слой, размеры которого по направлениям осей *x* и *y* очень велики (эффектами искажения поля на краях слоя мы будем пренебрегать). Вектор плотности тока направлен по одной из поперечных осей, вдоль токового слоя (по оси *x*). Система однородна в поперечных направлениях (все заряженные частицы имеют в данный момент времени одинаковую скорость). Очевидно, что переменная по времени плотность тока возбуждает электромагнитные волны, распространяющиеся вдоль оси *z* вправо и влево от токовой плоскости (слоя).

Сразу запишем решение для векторного потенциала $\boldsymbol{A}$, используя при этом обобщенную функцию Хевисайда *h(x)* (ступенчатую функцию):

$$\boldsymbol{A}=\boldsymbol{e}_x 2\pi\rho_s\{h(z)x_0\left(t-\frac{z}{c}\right)+h(-z)x_0\left(t+\frac{z}{c}\right)\}. \quad (13)$$

Здесь $\boldsymbol{e}_x$ – единичный орт, направленный вдоль оси *x*, $\rho_s=Q/S_0$ – поверхностная плотность заряда слоя (при этом Q - полный заряд слоя, S_0 - площадь слоя). Величина $x_0(t)$ –это не *x*-координата пространства, а отклонение от начального положения какой-либо из заряженных частиц слоя (при этом $dx_0/dt=V$ – скорость, одинаковая для всех частиц). Электрическое поле в точке +0 (направленное по *x*) следующее:

$$E=-\frac{2\pi Q}{cS_0}V. \quad (14)$$

Сила трения излучения, действующая на весь слой (и возникающая в результате воздействия только что вычисленного поля на заряды слоя), записывается так:

$$F_R=-\frac{2\pi Q^2}{cS_0}V. \quad (15)$$

Коэффициент трения ($-F_R/V$) выглядит так:

$$\gamma = \frac{2\pi Q^2}{cS_0}. \tag{16}$$

Можно записать функцию Лагранжа для всего заряженного слоя, движущегося как единое целое в поле собственного векторного потенциала и внешнего (заданного) скалярного потенциала $U(x_0)$, причем ее удобно записать через интеграл:

$$L_{tot} = \frac{MV^2}{2} - U(x_0) + \frac{V}{c}QA = \frac{MV^2}{2} - U(x_0) + V\frac{2\pi Q^2}{cS_0}\int_{t_0}^{t} V(\tau)d\tau. \tag{17}$$

Формально третье слагаемое (с интегралом) не зависит от «координаты» x_0, и выражение для силы трения получается, как одно из слагаемых производной по времени от обобщенного импульса

$$P_{tot} = \frac{\partial L_{tot}}{\partial V} = MV + \frac{2\pi Q^2}{cS_0}\int_{t_0}^{t} V(\tau)d\tau. \tag{18}$$

В результате мы имеем пример описания диссипативной системы с помощью формализма Лагранжа.

[1] Китаев А.Е. Некоторые модели физических явлений, в которых используется функция Ламберта // Труды XXV конференции по радиофизике. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2021.
[2] Гинзбург В.Л. Теоретическая физика и астрофизика. – М.: «Наука», 1987.
[3] Дубинов А. Е., Дубинова И. Д., Сайков С. К. W-функция Ламберта и ее применение в математических задачах физики. – Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2006.
[4] Кулигин В.А., Кулигина Г.А., Корнева М.В. Взаимодействие с волной как диссипативный процесс URL: http://314159.ru/kuligin/kuligin3.htm (дата обращения: 21.05.2025).

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОТИВОСТОЯНИЙ В СОВРЕМЕННЫХ СТРАТЕГИЧЕСКИХ ИГРАХ

И.Д. Ларюшин, Е.А. Лаврухина
ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Современные стратегические компьютерные игры (СКИ) с их комплексным моделированием динамичных конфликтов стали не только глобальным культурным явлением [1, 2], но и мощными виртуальными площадками для исследования сложных взаимодействий множества агентов [3–5]. Моделирование сражений в СКИ представляет значительный научный интерес, так как требует разработки и оптимизации алгоритмов, способных обрабатывать огромные объемы данных о юнитах, среде, ресурсах и решениях в режиме реального времени. Актуальность изучения этих моделей обусловлена их растущей сложностью и стремлением к реалистичности, что ставит перед исследователями фундаментальные задачи в области искусственного интеллекта, теории игр, распределенных систем и вычислительной эффективности [3–8]. Значимость исследования механизмов моделирования сражений в СКИ выходит за рамки индустрии развлечений, находя применение в областях анализа сложных конфликтных ситуаций, разработки систем поддержки принятия решений и создания симуляторов для обучения управлению ресурсами в условиях динамичных изменений и ограничений. Эти виртуальные среды предоставляют уникальную, контролируемую и воспроизводимую платформу для изучения факторов, влияющих на динамику конфликтов и их разрешение (таких как координация агентов, распределение ресурсов, адаптивное поведение, влияние среды).

Для экспериментального изучения алгоритмов и моделей, лежащих в основе сражений в СКИ, существует ряд специализированных фреймворков. **MicroRTS** [5] представляет собой минималистичную, но функционально полную Java-библиотеку, идеально подходящую для быстрого прототипирования и сравнительного тестирования алгоритмов ИИ (включая планирование, обучение с подкреплением) в условиях строго контролируемой среды. **SMAC [4] (StarCraft Multi-Agent Challenge)**, основанный на популярной игре StarCraft II, предлагает значительно более сложную и визуально богатую платформу с фокусом на координацию множества агентов, став стандартом для оценки мультиагентных алгоритмов обучения с подкреплением в реалистичных СКИ-условиях.

Для создания симуляционной среды в интересах нашего исследования мы вдохновлялись существующими примерами и взяли из них всё лучшее: минималистичность в духе microRTS позволяет проводить симуляции существенно быстрее, чем на базе Starcraft, а реализация на Python позволяет интегрироваться с современными библиотеками для глубокого обучения с подкреплением, такими как PettingZoo, кроме того, мы реализовали свой стохастизированный поиск пути и несколько других важный функций. Данную среду можно использовать как автобаттлер, в котором сталкиваются две противоборствующие армии, каждый юнит которых действует согласно автоматической политике, а также как среду обучения политики одной из армий против заданной (по умолчанию — автоматической) политики противника.

Сражение при автоматической политике происходит следующим образом: для каждого юнита, не имеющего текущей цели, выбирается цель в пределах радиуса атаки

с наибольшим отношением урона в секунду (УВС)к текущему здоровью. Если у юнита уже есть цель, она не меняется до уничтожения. После выбора целей каждый юнит одновременно наносит урон своей цели, и юниты, у которых закончилось здоровье, уничтожаются. После этого юниты, не атаковавшие в этом ходу из-за отсутствия целей внутри радиуса поражения, делают шаг в направлении центра масс армии противника (при этом конкретное направление шага определяется случайным образом если цель находится на диагонали). Перемещение на одну клетку занимает несколько игровых ходов.

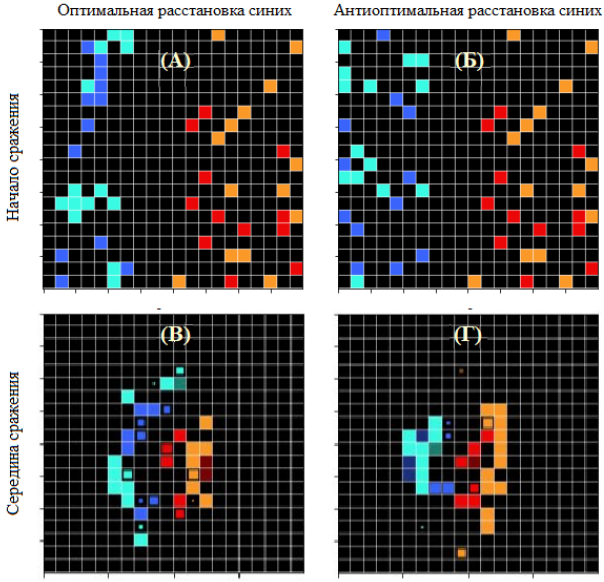


Рис.

На рис. показаны примеры результатов исследований оптимальных и антиоптимальных начальных расстановок синего игрока против заданной расстановки армии красного игрока с использованием генетического алгоритма. Управления обеими армиями автоматические. На рисунке закрашенные клетки соответствуют боевым единицам, более светлые цвета в каждой армии соответствуют более дальнобойному типу юнитов, при частичной потере здоровья размер маркера юнита уменьшается, а в состоянии передвижения цвет маркера слегка затемняется.

Общий принцип работы генетического алгоритма заключается в том, что в случайном множестве объектов, называемом популяцией, определяются элитные примеры. Эти элитные примеры дают потомков, которые должны обладать свойствами, похожими на свойства родителей, но при этом немного отличаться от них. Таким образом

генерируется новое поколение. Для увеличения покрытия множества значений объектов в каждом поколении к популяции дополнительно подмешиваются случайные объекты. После чего процесс отбора повторяется. Критерием качества в данном случае являлся боевой потенциал выживших, полученный из гамильтониана

$$H(h_1, h_{-1}) = \int_0^{h_1} D_1(h)dh - \int_0^{h_{-1}} D_{-1}(h)dh, \quad (1)$$

где h_i – суммарное здоровье армии, $\mathrm{D}_i(\mathrm{h}_i)$ – структура огневой мощи, определяемая для неоднородной армии по методике, изложенной в работе [6].

В данном случае генерация осуществлялась последовательным добавлением юнитов на свободные клетки участка поля, выделенного под данную армию (поле поделено пополам и добавлена нейтральная полоса, где размещение запрещено для обоих игроков). Выбор клетки осуществлялся из равномерного распределения. Таким образом генерировалась популяция из 100 расстановок. После этого проводилась симуляция и 10 лучших расстановок по значению финального гамильтониана отбирались для генерации потомков. Потомки генерировались путём случайных перестановок юнитов в пределах 1 клетки. Каждый раз перемещалось по 5 юнитов. Для каждой элитной расстановки генерировалось по 5 потомков. Сама элитная расстановка также попадала в следующее поколение. Оставшиеся 40 расстановок генерировались случайным образом.

Как видно из рисунка, оптимальные и антиоптимальные начальные расстановки не имеют каких-либо выраженных паттернов, однако паттерны могут формироваться ближе к середине сражения (в приведенном примере в оптимальном для синих случае формируется паттерн полуокружения красных синими и наоборот). Подобное свойство эмерджентности наблюдается также во множестве других примеров, которые не вошли в данную статью.

Для организации управления небольшой гетерогенной армией против автоматической политики противника был протестирован алгоритм QMIX [9] с интеграцией математических моделей среды (в соответствии с концепцией Model-Based Reinforcement Learning). В частности, каждый ход производилась оценка гамильтониана (1) и награды при обучении рассчитывались с учетом изменения гамильтониана за предыдущий фрейм. Таким образом, за короткие времена порядка 10 TFLOPs·s удавалось обучить ИИ побеждать с вероятностью 55% при случайных начальных генерациях в сражениях 3 на 3 (при этом при холодной инициализации статистика побед ИИ против автоматической стратегии обычно ниже 1%). Данные результаты могут быть в перспективе существенно улучшены за счет усложнения архитектуры ИИ, тюнинга параметров и использования более мощных вычислительных серверов с современными графическими процессами.

В целом, в работе представлены результаты исследований оптимальных пространственных структур неоднородных армий в минималистичной клеточной стратегической игре при автоматическом управлении, а также результаты создания прототипа алгоритма для оптимального управления неоднородными группами юнитов в такой среде. Продемонстрирована возможность отсутствия очевидных паттернов в оптимальных и антиоптимальных примерах пространственных структур, полученных с использованием генетических алгоритмов, при этом более явные паттерны могут возникать в

середине сражения под действием автоматического управления. Необходимо отметить, что в компьютерных играх такого типа тактический, стратегический и экономический уровень взаимосвязаны [7], что делает спектр применения подобных оптимизационных моделей крайне обширным.

Работа выполнена при поддержке Российского Научного Фонда (грант № 25-21-20077).

[1] Jossan K.S., Gauthier A., Jenkinson J. // Computers & Education. 2021. Vol. 174. P. 104305.
[2] Riatti P., Thiel A. // German Journal of Exercise and Sport Research. 2021. Vol. 52. P. 433.
[3] Vinyals O. et al // Nature. 2019. Vol. 575. P. 350.
[4] Samvelyan, M. et. al. // 18th International Conference on Autonomous Agents and MultiAgent Systems. 2019. P. 2186.
[5] Ontañón, S. et. al. // AI Magazine. 2018. Vol. 39. P. 75.
[6] Laryshin I.D. // IEEE Transactions on Games. 2023. Vol. 15. P. 148.
[7] Laryushin I.D., Pashin D.S., Koltochenko Y.A. Ereshko F.I. // 16th International Conference Management of large-scale system development (MLSD). 2023. P. 1.
[8] Ларюшин И.Д., Колточенко Я.А. // Автоматика и телемеханика. 2024. Т. 10. С. 144.
[9] Rashid T. et. al. // Journal of Machine Learning Research. 2020. Vol. 21. P.1.

СРАВНЕНИЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГЛОЩЕНИЯ АТМОСФЕРЫ

Е.А. Панкратова[1, 3)], И.Т. Бубукин[1)], И.В. Ракуть[1, 2)], М.И. Агафонов[1, 2)], А.А. Яблоков[2,3)], В.И. Бубукин[1, 2)], Я.О. Водзяновский[4)], А.В. Худченко[4)], И.В. Третьяков[4)]

[1)] ННГУ им. Н. И. Лобачевского
[2)] НГТУ
[3)] ИФМ РАН
[4)] АКЦ ФИАН

Введение

На сегодняшний день актуальны такие научные задачи, как изучение звездообразования во Вселенной, поиск новых химических соединений в космосе, включая органические молекулы, исследование эффекта Сюняева – Зельдовича в скоплениях галактик и первичных (космологических) молекул в ранней Вселенной. Для проведения таких исследований необходимы крупные миллиметровые и субмиллиметровые радиотелескопы, которых на данный момент на территории России нет. Их установка возможна на высокогорных площадках с хорошим астроклиматом: большим количеством безоблачных дней и ночей в течение года, низким уровнем поглощения атмосферы, который зависит в том числе от содержания водяных паров в атмосфере [1].

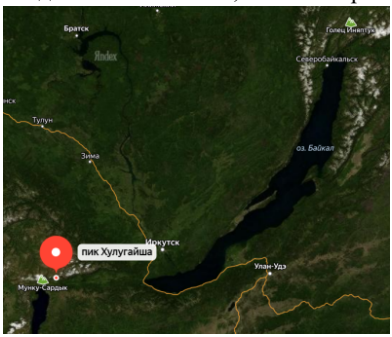


Рис. 1

В данной работе проведен анализ данных поглощения атмосферы, полученных на горе Хулугайше (рис. 1) в Восточных Саянах за период с декабря 2024 года по март 2025 года.

Используемые методы

Для получения данных использовался радиометрический комплекс МИАП-2, включающий радиометры на длинах волн 2 и 3 мм. В рамках наблюдений применялись методы атмосферных разрезов «двух углов» и «одиннадцати углов» [2,3].

Для обработки данных была написана программа на языке Python, позволяющая построить гистограммы, наглядно демонстрирующие процентное распределение поглощения атмосферы для длин волн 2 мм (выделены красным цветом) и 3 мм (выделены синим цветом) в течение выбранного месяца.

На рис. 2 и 3 представлены гистограммы за декабрь 2024 года. На них можно увидеть 2 ярко выраженных пика на значениях 0.05 и 0.075 Нп. При этом, поглощение на длине волны 2мм меньше, чем на длине волны 3мм, хотя в обычных условиях должно быть наоборот. Это явление называется инверсией, когда содержание влаги настолько низкое, что основное поглощение происходит в кислороде.

В марте (рис. 4 и 5) наряду с основными левыми пиками можно наблюдать правые дополнительные. Это изменение связано с повышением влажности вследствие наступления весеннего сезона. Если на протяжении всего исследуемого периода декабрь-февраль наблюдается исключительно инверсия, то в марте по правым пикам видно, что некоторую часть времени поглощение выше на длине волны 2 мм, чем на длине волны 3 мм.

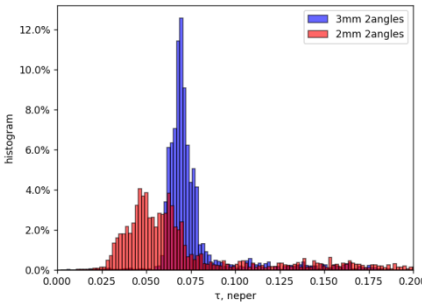


Рис. 2

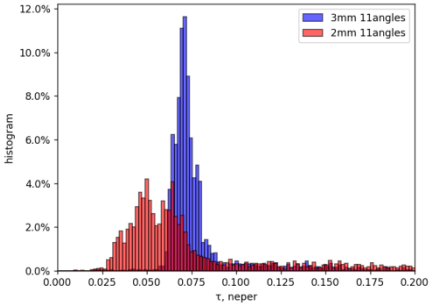


Рис. 3

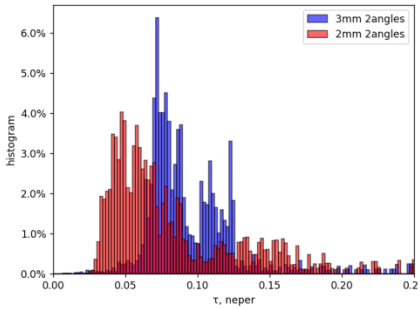


Рис. 4

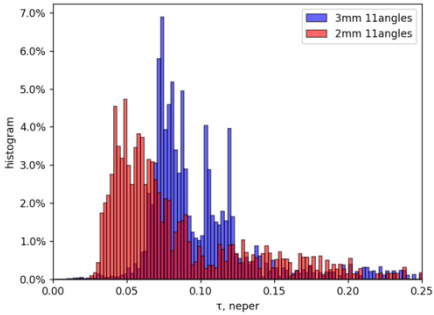


Рис. 5

В результате проведенного анализа показано, что при малых поглощениях метод 11 углов работает лучше, чем метод 2 углов.

Выводы

Поглощение на горе Хулугайше в Восточных Саянах имеет крайне низкий уровень, в зимний период в основном определяемый поглощением в кислороде. Значительную часть времени наблюдается инверсия, поглощение на 2мм меньше, чем на 3мм. При повышении значений осажденной воды (PWV) в атмосфере поглощение на 3мм становится больше, чем на 2мм. Данная высокогорная площадка является перспективной для размещения субмиллиметровых телескопов, но требуется дополнительный набор статистики при долговременных измерениях в другие сезоны.

Работа выполнена при поддержке РНФ в рамках гранта № 25-79-20019.

[1] Хайкин В.Б., Шиховцев А.Ю., Шмагин В.Е., Лебедев М.К., Копылов Е.А., Лукин В.П., Ковадло П.Г. О проекте евразийских субмиллиметровых телескопов (ESMT) и возможности применения адаптивной оптики для улучшения качества субмм изображений // Журнал радиоэлектроники. 2022. № 7.

[2] Бубукин И.Т., Ракуть И.В., Агафонов М.И., Яблоков А.А., Панкратов А.Л., Горбунова Т.Ю., Горбунов Р.В. Сравнительный анализ условий распространения миллиметровых радиоволн на радиоастрономических полигонах России и Узбекистана // Астрономический журнал. 2021. Т. 98, № 7. С. 581.

[3] Бубукин И.Т., Агафонов М.И., Ракуть И.В., Панкратов А.Л., Яблоков А.А., Троцкий А.В., Приймак А.С., Горбунов Р.В. Прототип двухволновой радиометрической системы миллиметрового диапазона длин волн для дистанционного зондирования атмосферы и особенности атмосферного поглощения на станции "Кара-Даг" по данным натурных измерений // Известия вузов. Радиофизика. 2019. Т. 62, № 7-8. С. 630.

ФОРМИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОЙ ДИСЛОКАЦИОННОЙ СТРУКТУРЫ ЯЧЕИСТОГО ТИПА С УЧЕТОМ КОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕХАНИЗМА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ДИСЛОКАЦИЙ

Г.Ф. Сарафанов[1, 2)]

[1)] ИПФ РАН

[2)] Институт проблем машиностроения РАН

Исследованы закономерности формирования неоднородных дислокационных структур в рамках модели, учитывающей корреляционное взаимодействие дислокаций. Установлено, что учет корреляционного взаимодействия приводит к развитию неустойчивости однородного состояния в системе. Показано, что при достижении в локальном объеме критических неравновесных условий, соответствующих этой неустойчивости, спонтанно образуется ячеистая дислокационная структура.

На основе сформулированной системы эволюционных уравнений для ансамбля винтовых и краевых дислокаций получены нелинейные уравнения с корреляционным потоком в форме Кана-Хильярда [1, 2]. В указанном приближении уравнения для суммарной плотности $\rho = \rho_+ + \rho_-$ имеют следующий вид [2]:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} - \frac{r_d^2}{r_{rel}}\Delta\rho + \frac{n r_d^2}{4\pi\rho_0 r_{rel}}\nabla\left[\rho\left(1 + r_d^2\Delta/2\right)\nabla\rho\right] = F(\rho), \qquad (1)$$

где r_{rel} – время релаксации дислокационного ансамбля к стационарному состоянию ρ_0, r_d – радиус экранирования упругого поля дислокаций, который при типичных значениях параметров деформируемого кристалла ($\rho = 10^{10}\text{см}^{-2}$, $\sigma_e = 3\cdot 10^{-3}G$, $b = 3\cdot 10^{-8}\text{см}$), оказывается равным $r_d \approx 10^{-5}\text{см}$ [2], функция $F(\rho)$ определяет кинетические процессы генерации, аннигиляции и стока дислокаций, $\eta = L^2/\rho_0 r_d$ – управляющий параметр ($L = Vr_{rel}$ — длина свободного пробега, V – дрейфовая скорость дислокаций).

Решение для избыточной плотности $I = \rho_+ - \rho_-$ находится по полученному решению для $\rho(r,t)$. На основе (1) исследована возможность неустойчивости однородного распределения дислокаций ($\rho_+ = \rho_- = \rho_0/2$). Проведенный анализ показал, что критерием неустойчивости однородного распределения дислокаций является выполнение условия

$$\rho_0 > \rho_c = \left(\frac{e}{\pi}\right)\left(\frac{\sigma_e}{Db}\right)^2,$$

где $D = G/2\pi$, G – модуль сдвига.

При превышении этой плотности происходит расслоение однородного распределения дислокаций и формирование ячеистой структуры. При типичных значениях параметров системы ($b = 3\cdot 10^{-8}\text{см}$, $\sigma_e/G = 3\cdot 10^{-4}$, $\nu = 1/3$) критической плотности дислокаций соответствует величина для ансамбля краевых дислокаций, совпадающая по порядку величины с экспериментальным значением плотности дислокаций зарождения дислокационных структур ячеистого типа [3].

Критерий (2), несмотря на свою достаточно простую форму, содержит две структурные величины (плотность дислокаций ρ и напряжение течения σ_e), которые зависят

от совокупности других параметров деформируемого кристалла. При этом, однако, возникает необходимость установления связи ρ и σ_e с этими параметрами.

Например, хорошо известно [3], что возникновение ячеистой структуры коррелирует с величиной энергии дефекта упаковки γ дислокаций. При пластической деформации металлов и сплавов с низкой γ ячеистая структура формируется с трудом, или вообще не возникает. В металлах со средней энергией дефекта упаковки, например, в меди или алюминии, формируется отчетливая ячеистая структура. Как известно, γ является физическим параметром, в значительной степени определяющим строение ядра дислокации и возможность ее поперечного скольжения, а значит и ее подвижность. Зеегер для обоснования критического напряжения сдвига σ_e, связанного с эффектом поперечного скольжения, вывел следующую зависимость:

$$\sigma_e \approx (G - 8\pi/\sqrt{2}\gamma),$$

откуда видна зависимость напряжения течения σ_e от энергии дефекта упаковки γ.

С позиций настоящей работы для периода ячеистой структуры имеем:

$$L_c = 2\left(\frac{2\pi}{e(e-1)}\right)^{1/2} \rho_0^{-1/2} \approx 8{,}1 \cdot \rho_0^{-1/2}, \qquad (2)$$

что соответствует экспериментально наблюдаемым значениям размера ячеистой структуры для алюминия и никеля [4].

Рассмотрим теперь формирование структуры ячеек. Согласно проведенному исследованию при достижении в кристалле критической степени деформации $\varepsilon_c = \varepsilon(\rho_c)$ в его объеме начинают нарастать флуктуации плотности дислокаций с характерным пространственным масштабом $d = L_c$, формируется ячеистая структура. Рассмотрим наиболее простой тип ячеистой структуры — ромбический:

$$\rho = \rho_0\{1 + \xi_0[\sin(k_c x) + \sin k_c(x/2 + y\sqrt{3}/2)]\}, \qquad (3)$$

$$I = I_{max}[\cos(k_c x) + \cos k_c(x/2 + y\sqrt{3}/2)], \qquad (4)$$

где $\xi_0 \propto \sqrt{\rho - \rho_c}$ – амплитуда неоднородного решения, $I_{max} \propto \xi_0$.

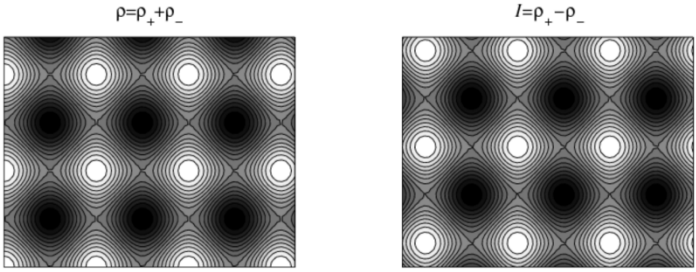


Рис. 1

Можно заметить смещение максимумов и минимумов в их пространственном распределении. Более отчетливо это видно, если графики искомых распределений построить вдоль некоторого направления, например, вдоль оси $0x$ (рис. 2) при фиксированном значении координаты y. (Заметим, что из-за симметрии получаемых решений выбор направления может быть любым).

Соответствующие зависимости показаны для двух случаев: в момент возникновения ромбической структуры (рис. 2a) при $\rho \approx \rho_c$ и после некоторой деформации (рис. 2b). В первом случае амплитуда модулированной структуры, пропорциональная $\sqrt{\rho - \rho_c}$, мала, а форма периодического решения близка к синусоидальной, поскольку в интервал неустойчивых мод попадает лишь одна гармоника.

По мере отдаления от точки неустойчивости (при увеличении деформации) в спектр неустойчивых мод попадает все большее их количество гармоник. Это приводит к искажению синусоидального профиля – возникает более контрастная структура. Получение такой структуры в рамках исследуемой модели возможно только численными методами, однако, тенденция изменения профиля уже видна на рис. 2b.

Рассмотрим теперь распределение дислокационных зарядов в ячеистой структуре. На основе анализа решений можно заметить, что независимо от степени отклонения от точки неустойчивости $\Delta\rho = \rho - \rho_c$ имеет место разделение дислокационных зарядов (положительных и отрицательных дислокаций) относительно максимума в распределении суммарной плотности дислокаций $\rho = \rho_+ + \rho_-$. Другими словами, можно сказать, что области повышенной плотности дислокаций (стенки ячеек) образованы поляризованными дислокациями разных знаков (рис. 2). Это согласуется с экспериментальными наблюдениями субструктуры в дислокационных ячейках [5].

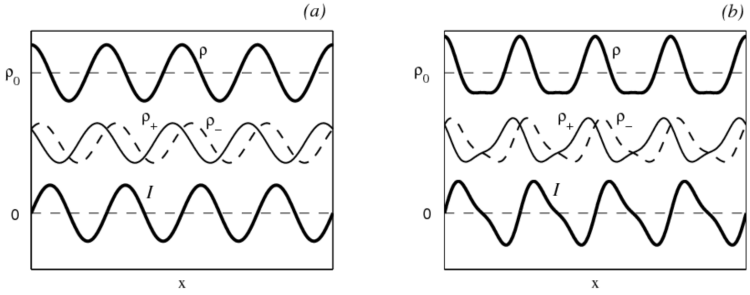


Рис. 2

Подчеркнем, что рассматриваемые здесь ячеистые неразориентированные структуры являются сугубо динамическими образованиями и при снятии нагрузки должны релаксировать к однородному распределению. То обстоятельство, что в реальности этого не происходит, очевидно, связано с тем, что на определенном этапе эволюции динамической системы дислокации в областях своей повышенной плотности (в стенках ячеек) формируют равновесные образования (дипольные субграницы), которые при снятии нагрузки сохраняются, образуя субграницы. При этом разориентировка субграниц в ячеистой структуре постепенно увеличивается, что в итоге приводит к формированию мелкозернистой структуры.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 25-29-20300).

[1] Sarafanov G.F. // Physics of the solid state. 1997. Vol. 39. no. 9. P. 1403.
[2] Сарафанов Г.Ф., Перевезенцев В.Н., Рыбин В.В. Коллективные процессы в ансамбле дислокаций и фрагментация металлов при пластической деформации. –Нижний Новгород: Изд-во ИПФ РАН, 2017.
[3] Kuhlmann-Wilsdorf D. // Mater. Sci.Eng. 1982. Vol. 55, no.1. P.79.
[4] Staker M.R., Holt D.L. // Acta metall. 1972. Vol. 20, no. 4. P. 569.
[5] Козлов Э.В. // Вопросы материаловедения. 2002. № 1(29). С. 50.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ РАВНОВЕСНЫХ СУБГРАНИЦ В ЯЧЕИСТОЙ СТРУКТУРЕ

А.Г. Сарафанова[1)], Г.Ф. Сарафанов[2, 3)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ИПФ РАН
[3)] Институт проблем машиностроения РАН

В рамках компьютерного моделирования исследован механизм формирования субграниц типа стенок в ячеистой структуре. Избыточная плотность дислокаций в ячейках рассматривается как дисклинационный диполь, что в континуальном приближении имеет одинаковое распределение дислокаций в плоскости их скольжения. Показано, что по мере увеличения мощности дисклинаций дислокации выстраиваются в устойчивую стенку, образуя субграницу на масштабе ячейки.

Теория изменения дефектной структуры металлов в условиях развитой пластической деформации (т.е. теория фрагментации) в настоящее время не является законченной и имеет много «белых»пятен. В частности, не исследованными являются механизмы образования межзеренных границ деформационного происхождения в монокристаллах. Поэтому теоретические исследования в указанном направлении являются весьма актуальными и имеют по сути фундаментальное значение.

В последнее время различают два типа такой неустойчивости [1]. Во-первых, это генерационно-рекомбинационная неустойчивость. Базовой моделью, здесь исторически послужила система реакционно-диффузионных уравнений [2]. Во-вторых, это корреляционная неустойчивость [6].В рамках этих подходов были систематически описаны ячеистые дислокационные структуры различных видов без разориентировки (т.е. для суммарной плотности дислокаций $\rho = \rho_+ + \rho_-$), однако динамика избыточной плотности дислокаций $I = \rho_+ - \rho_-$ в этих моделях не учитывалась, что не позволяло рассмотреть возникновение разориентировок в ячеистой структуре. Межу тем, в работе [6] теория возникновения ячеек позволяет избыточную плотность дислокаций $I(\mathbf{r})$ выразить через $\rho(\mathbf{r})$. В итоге, например, для ромбической структуры имеем также несколько смещенную относительно $\rho(\mathbf{r})$ аналогичную структуру для избыточной плотности

$$I = I_0[\cos(k_c x) + \cos k_c(x/2 + y\sqrt{3}/2)], \qquad (1)$$

где $I_0 \propto \sqrt{\rho - \rho_c}$ – амплитуда неоднородного решения, ρ_c – критическая плотность дислокаций, выше которой однородное рапределение дислокаций теряет свою устойчивость, $k_c = 2\pi/d$, d – характерный размер ячеек.

Рассматриваемые здесь ячеистые неразориентированные структуры являются сугубо динамическими образованиями и при снятии нагрузки должны релаксировать к однородному распределению. То обстоятельство, что в реальности этого не происходит, очевидно, связано с тем, что на определенном этапе эволюции динамической системы дислокации в областях своей повышенной избыточной плотности формируют равновесные образования – субграницы, которые при снятии нагрузки сохраняются, образуя "скелет" из субграниц. По мере увеличения деформации разориентировка

субграниц в ячеистой структуре постепенно увеличивается, что в итоге приводит к формированию мелкозернистой структуры.

Для того, чтобы численно проследить эту эволюцию заметим, что возникшие дислокационные субграницы типа стенок можно рассматривать две дисклинации противоположных знаков (рис. 1)

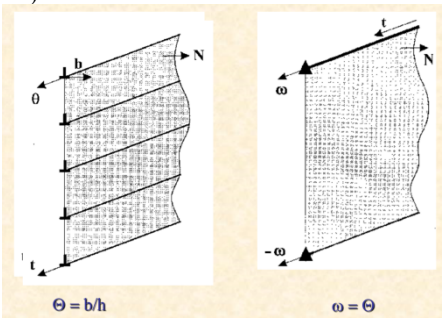


Рис. 1

Система двух дисклинаций противоположного знака аналитически записывается следующим образом [4]

$$I = I_{max}[((y+a)/r_d)K_0(r_+/r_d) - ((y-a)/r_d)K_0(r_-/r_d)], \qquad (2)$$

где $I_{max} = \omega/(b\pi r_d)$, $a = d/2$, $r_+ = \sqrt{x^2 + (y+a)^2}$, $r_- = \sqrt{x^2 + (y-a)^2}$, где ω – мощность дисклинации, r_d – радиус экранирования упругого поля, $K_0(r)$ – функция Макдональда нулевого порядка, ось $0x$ характеризует направление скольжения дислокаций, а $0y$ – направление их переползания, $r = \sqrt{x^2 + y^2}$. Соответствующий график зависимости $I = I(x, y)$ показан на (рис. 2).

Континуальное рассмотрение, несмотря на строгость получаемых решений, не может дать ответ на ряд вопросов, касающихся структурных механизмов формирования дислокационных образований типа оборванных субграниц. Поэтому представляет интерес рассмотреть процессы образования дислокационных структур этого типа на основе метода компьютерного моделирования динамики дислокационного ансамбля [5].

Модель динамики дислокационного ансамбля строится для плоского кристалла. При ее построении учитываются те же физические процессы, что и при континуальном рассмотрении, проведенным выше. Таким образом, модель является самосогласованной и отражает кинетические процессы, происходящие при эволюции дислокационного ансамбля.

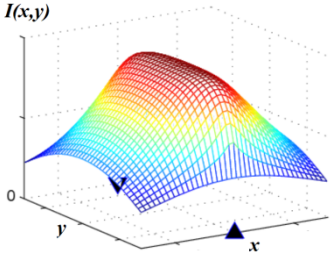


Рис. 2

Важным моментом построения модели является то обстоятельство, что, как было показано ранее, размер упруго-пластической области несущественно влияет на конечные результаты, так как имеет место эффект внутреннего экранирования упругого поля. Исследуемую область будем называть ячейкой.

Каждая дислокация характеризовалась вектором Бюргерса $b^{(s)}$, параллельным направлению скольжения дислокаций, координатами $(x^{(s)},y^{(s)})$ и скоростями $(v_x^{(s)},v_y^{(s)})$, где $s = 1,\dots,N$, N – число дислокаций.

Вклад инерционных слагаемых в уравнение движения дислокации предполагался малым по сравнению со слагаемыми, обусловленными динамическим трением. При этом уравнение движения для k-компоненты скорости дислокации s в квазивязком приближении записывалось в виде

$$v_k^{(s)} = \frac{dx_k^{(s)}}{dt} = M_{ki} e_{ijm} l_j b_n^{(s)} (\sigma_{mn}^{ext} + \sigma_{mn}^{int}), \quad (3)$$

где σ_{mn}^{ext} – тензор напряжений, обусловленный внешним по отношению к рассматриваемой системе дефектов полем; σ_{mn}^{int} – тензор внутренних напряжений, определяемый как суммарное упругое поле, действующее на рассматриваемую дислокацию со стороны других дефектов; M_{ki} – тензор подвижности, имеющий отличные от нуля диагональные компоненты, которые определяют подвижность дислокации при ее скольжении и переползании; e_{ijm} – единичный антисимметричный тензор, l_j – единичный вектор, касательный к линии дислокации.

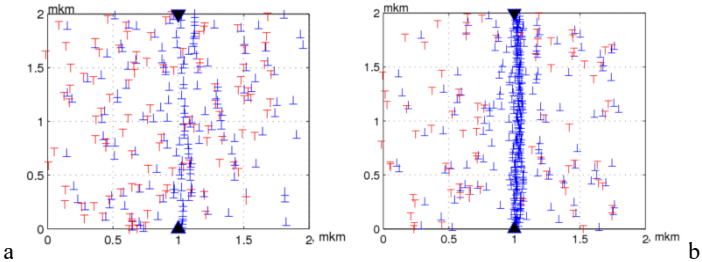
В модели предполагается, что пластическая деформация в зерне начинается при достижении в одной из выбранных систем скольжения критического сдвигового напряжения σ_c. Поскольку упругое поле напряжений $\hat{\sigma} = \{\sigma_{xx}, \sigma_{yy}, \sigma_{xy}\}$ в исследуемой области существенно неоднородно (определяется в каждый момент времени как сумма полей напряжений всех дефектов), то деформация зарождается локально, а затем распространяется на соседние области зерна.

Данный механизм возникновения очагов пластической деформации в модели реализован как процесс пороговой генерации дислокаций. Размножение дислокаций в объеме зерна характеризовалось некоторой скоростью $\dot{N}$ зарождения в плоскостях скольжения пар дислокаций противоположного знака, находящихся друг от друга на

расстоянии $x_c = Db/\sigma_c$ (здесь σ_c – пороговое напряжение срабатывания источника типа Франка-Рида [3], ниже которого дислокации генерируемой пары аннигилируют). Координаты дислокационной пары генерировались в исследуемой области случайным образом по закону равномерного распределения.

При выбранных параметрах кинетики в отсутствие дисклинации и внешней нагрузки размножения дислокаций не происходит – дислокации, возникая, сразу же и аннигилируют вследствие взаимного притяжения. Таким образом, в модели предусмотрен самосогласованный порог генерации, зависящий от распределения упругого поля в теле зерна.

Исследование в рамках модели показало, что на начальном этапе в максимумах избыточнойно плотности дислокаций образуются зародыши стенок (рис. 3a), которые по мере увеличения дислокаций формируют устойчивую субграницу. Разориентировка этой субграницы монотонно возрастает (рис. 3b).



a b

Рис. 3

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 25-29-20300).

[1] Малыгин Г.А. // УФН. 1999. Т. 169, вып. 9. С. 979.
[2] Walgraef D., Aifantis E.C. // J.Appl.Phys. 1985. Vol. 58, no. 2. P 668.
[3] Хирт Дж., Лоте И. Теория дислокаций. – М.: Атомиздат,1972.
[4] Sarafanov G.F. // Technical physics letters. 2005. Т. 31, № 11. С. 936.
[5] Sarafanov G.F., Perevezentsev V.N. // Technical physics letters. 2007. Vol. 33, no. 5. P. 400.
[6] Sarafanov G.F. // Physics of the solid state. 2008. Vol. 50, no. 10. P. 1868.

ДИСПЕРСИОННЫЕ СВОЙСТВА МЕТАМАТЕРИАЛА, МОДЕЛИРУЕМОГО ЦЕПОЧКОЙ СФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦ “МАССА-В-МАССЕ”

В.В. Зайцев[1)], И.С. Павлов[1, 2)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] Институт проблем машиностроения РАН

В настоящее время интенсивно развиваются технологии по созданию *метаматериалов* – веществ со сложно организованной внутренней структурой (микроструктурой) и обладающих уникальными физико-механическими свойствами, которые зачастую даже не встречаются в природе [1]. Периодические структуры, в которых длина акустических волн соизмерима с периодом решетки (шагом чередования включений) [2] называются *фононными кристаллами*. Если же в периодической структуре шаг чередования включений намного меньше длины звуковой волны, то такую среду называют *акустическим метаматериалом* [2]. В нем звуковая волна распространяется так, словно она не чувствует отдельные границы раздела, а вместо этого ощущает некую однородную «метасреду» с необычными упругими свойствами, которые можно настраивать.

Акустические метаматериалы применяются в строительстве [3] для создания звукоизолирующих перегородок, для улучшения качества звука в наушниках и смартфонах, для снижения шума в кабинах самолетов и автомобилях, а также в медицинских устройствах. Преимущество использования акустических метаматериалов в качестве акустических поглотителей объясняется тем, что они имеют более высокую эффективность снижения шума при меньшей массе и меньшей толщине по сравнению с традиционными материалами.

Для описания физико-механических свойств акустических метаматериалов необходимы математические модели, которые позволили бы установить аналитические зависимости между параметрами микромодели и макрохарактеристиками среды. В частности, широко используются дискретные системы “масса–в массе”, состоящие из плоских частиц [4]. Цель данной работы – изучение дисперсионных свойств модели метаматериала в виде цепочки сферических частиц “масса-в-массе” (рис. 1).

В такой цепочке большая частица с номером $N(j)$ имеет массу M и диаметр d_1, она обладает шестью степенями свободы: трансляционными $u_1^{(j)}$, $v_1^{(j)}$, $w_1^{(j)}$ и ротационными степенями $\theta_1^{(j)}$, $\psi_1^{(j)}$ и $\varphi_1^{(j)}$. В исходном состоянии центры масс больших частиц расположены на расстоянии a друг от друга. Малые частицы имеют массу m, а все их остальные величины такие же, как и у больших частиц, но с индексом 2. Моменты инерции большой и малой частиц относительно каждой оси, проходящей через их центр масс, равны, соответственно $J_1 = 0{,}1Md_1^{\,2}$ и $J_2 = 0{,}1md_1^{\,2}$.

Взаимодействия больших соседних частиц моделируются упругими пружинами двух типов: горизонтальными с жесткостью K_1 (рис. 1, цепочка сферических частиц “масса-в-массе”, синие и зеленые пружины) и диагональными с жесткостью K_2 (рис. 1, коричневые пружины). Малая частица соединена с большой аналогичными пружинами с жесткостями, соответственно, K_3 и K_4.

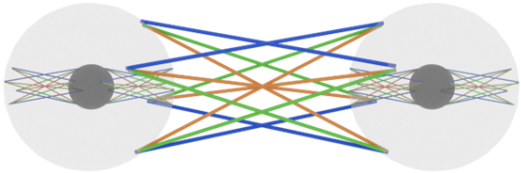


Рис. 1

Уравнения динамики рассматриваемой цепочки в длинноволновом приближении были получены в работе [5]:

$$u_{1tt} - c_1^2\left(4u_{1xx} - a^2u_{1xxxx}\right) - h_1^2\left(u_2 - u_1\right) = 0, \tag{1а}$$

$$u_{2tt} + 2h_2^2\left(u_2 - u_1\right) = 0,$$

$$\theta_{1tt} - a^2\beta_7^2\left(\theta_{1xx} - \frac{a^2}{4}\theta_{1xxxx}\right) - \frac{1}{2}\beta_8^2\left(\theta_2 - \theta_1\right) = 0, \tag{1б}$$

$$\theta_{2tt} + 2\beta_9^2\left(\theta_2 - \theta_1\right) = 0.$$

$$v_{1tt} - c_2^2\left(4\left(v_{1xx} + \varphi_{1x}\right) - a^2v_{1xxxx}\right) - h_3^2\left(2\left(v_2 - v_1\right) + R(\varphi_1 + \varphi_2)\right) = 0, \tag{1в}$$

$$v_{2tt} + h_4^2\left(2\left(v_2 - v_1\right) + R(\varphi_1 + \varphi_2)\right) = 0,$$

$$\varphi_{1tt} - a^2\left(\beta_2^2 - \frac{1}{2}\beta_1^2\right)\varphi_{1xx} + \left(4\beta_1^2 + \frac{1}{2}(\beta_2^2 + \beta_3^2)\right)\varphi_1 + \frac{1}{2}(\beta_2^2 - \beta_3^2)\varphi_2 + \tag{1г}$$

$$+ \frac{a^4}{4}\left(\beta_1^2 + \beta_4^2\right)\varphi_{1xxxx} + 4\beta_1^2v_{1x} + \frac{\beta_2^2}{R}\left(v_2 - v_1\right) = 0,$$

$$\varphi_{2tt} + \frac{1}{2}\left(\beta_6^2 - \beta_5^2\right)\varphi_1 + \frac{1}{2}\left(\beta_5^2 + \beta_6^2\right)\varphi_2 + \frac{\beta_6^2}{R}\left(v_2 - v_1\right) = 0,$$

$$w_{1tt} - c_2^2\left(4\left(w_{1xx} - \psi_{1x}\right) - a^2w_{1xxxx}\right) - h_3^2\left(2\left(w_2 - w_1\right) - R\left(\psi_1 + \psi_2\right)\right) = 0, \tag{1д}$$

$$w_{2tt} + h_4^2\left(2\left(w_2 - w_1\right) - R(\psi_1 + \psi_2)\right) = 0,$$

$$\psi_{1tt} - a^2\left(\beta_2^2 - \frac{1}{2}\beta_1^2\right)\psi_{1xx} + \left(4\beta_1^2 + \frac{1}{2}(\beta_2^2 + \beta_3^2)\right)\psi_1 + \frac{1}{2}(\beta_2^2 - \beta_3^2)\psi_2 + \tag{1е}$$

$$+ \frac{a^4}{4}\left(\beta_1^2 + \beta_4^2\right)\psi_{1xxxx} - 4\beta_1^2w_{1x} - \frac{\beta_2^2}{R}\left(w_2 - w_1\right) = 0,$$

$$\psi_{2tt} + \frac{1}{2}\left(\beta_6^2 - \beta_5^2\right)\psi_1 + \frac{1}{2}\left(\beta_5^2 + \beta_6^2\right)\psi_2 - \frac{\beta_6^2}{R}\left(w_2 - w_1\right) = 0,$$

коэффициенты уравнений (1) зависят от параметров микроструктуры рассматриваемой цепочки, к каковым относятся жесткости пружин и диаметры частиц [5].

С помощью уравнений (1) проведем исследование дисперсионных свойств такого метаматериала в длинноволновом приближении с целью нахождения запрещенных зон частот, размер которых зависит от значений параметров его микроструктуры. Заметим,

что из системы (1) можно выделить 4 связанные подсистемы уравнений: (1а), (1б), (1в,г) и (1д,е), причем подсистемы (1а) и (1б), а также (1в,г) и (1д,е) совпадают с точностью до коэффициентов, поэтому достаточно проанализировать дисперсионные свойства подсистем (1а) и (1б).

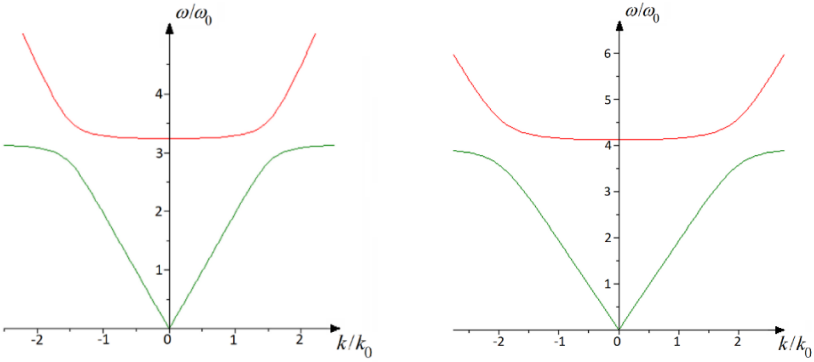
В безразмерном виде дисперсионное уравнение подсистемы (1а) имеет вид:

$$\tilde{\omega}^4 - \left(H_1 + 2H_2 + 4\tilde{k}^2 + C\tilde{k}^4\right)\tilde{\omega}^2 + 8H_2\tilde{k}^2 + 2CH_2\tilde{k}^4 = 0 \qquad (2)$$

Здесь $\tilde{\omega} = \omega / \omega_0$ и $\tilde{k} = k / k_0$ – безразмерные частота и волновое число, где ω_0 – критическая частота, $k_0 = \omega_0 / c_1$ – критическое значение волнового числа,

$$C = \frac{a^2 \omega_0^{\,2}}{c_1^2}, \quad H_1 = \frac{h_1^2}{\omega_0^{\,2}}, \quad H_2 = \frac{h_2^2}{\omega_0^{\,2}} \qquad (3)$$

Дисперсионные кривые для продольных волн при различных значениях параметров C, H_1, H_2 приведены на рисунке 2 (а) H_1=1, H_2=4, C=0.0625; б) H_1=1, H_2=8, C=0.015625).



а) б)

Рис. 2

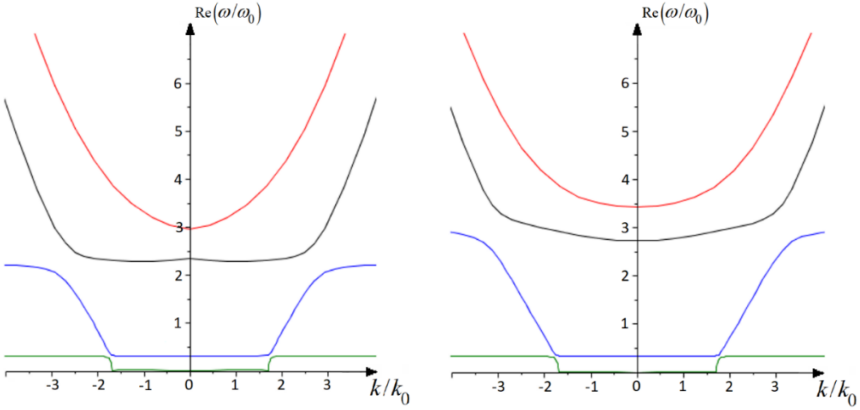
Из рисунка 2 видно наличие запрещенных зон частот в системе при всех рассмотренных значениях параметров микроструктуры. При изменении коэффициентов дисперсионного уравнения (2) заметно меняется лишь критическая частота оптической ветви $\tilde{\omega} = \sqrt{H_1 + 2H_2}$. Соответственно, сдвигается и полоса непропускания частот.

Дисперсионное уравнение для подсистемы (1в,г) представляет собой определитель четвертого порядка, причем два его коэффициента являются комплексными с ненулевой мнимой частью. Для построения дисперсионных кривых, как и в случае подсистемы (1а), необходимо провести оценки безразмерных коэффициентов.

$$\frac{a^2\omega_0^{\,2}}{c_1^2} = C_1, \ \frac{c_2^2}{a^2\omega_0^{\,2}} = C_2, \ k_0 = \frac{\omega_0}{a\beta_1}, \ A = \frac{a}{R}, \ \frac{h_i^2}{\omega_0^{\,2}} = H_i, \ \frac{\beta_j^{\,2}}{\omega_0^{\,2}} = B_j \qquad (4)$$

(i=3, 4; j=2…6)

Дисперсионные зависимости действительной частоты от волнового числа при двух наборах значений безразмерных параметров (4) представлены на рис. 3 (а) C_1=1, C_2=0,75, A=4, H_3=0,5, H_4=2, B_1=0,5, B_2=0,5, B_3=1/32, B_4=1/16, B_5=1/4, B_6=2; б) C_1=1, C_2=0,5, A=3, H_3=1, H_4=4, B_1=0,5, B_2=0,5, B_3=1/32, B_4=1/16, B_5=1/4, B_6=2).



а) б)

Рис. 3

Из рис. 3а следует, что в системе имеются две полосы непропускания частот: довольно узкая полоса в районе $\mathrm{Re}(\omega/\omega_0)=0{,}3$ и более широкая около $\mathrm{Re}(\omega/\omega_0)=2{,}1$. При уменьшении параметров C_2 и $A=a/R$ и увеличении параметра H_3 широкая полоса непропускания сохраняется в области длинных волн (рис. 3б). Например, если рассматривать лишь диапазон $|k/k_0|<2$, то во втором случае полоса непропускания в районе $\mathrm{Re}(\omega/\omega_0)=2{,}1$ более широкая, чем в первом случае.

Работа выполнена при поддержке грантом Российского научного фонда (проект № 25-29-00675).

[1] Ерофеев В.И., Павлов И.С. // Проблемы прочности и пластичности. 2021. Т. 83. № 4. С. 5.
[2] Ming-Hui Lu and etc. // Materials Today. 2009. Vol. 12, no. 12. P. 34.
[3] Erofeev V.I. and etc. // Magazine of Civil Engineering. 2023. Vol. 121(5). 12103.
[4] Ерофеев В.И. и др. // Акустический журнал. 2022. Т. 68, № 5. С. 475.
[5] Зайцев В.В., Павлов И.С. // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 453.

Секция «Математическое моделирование
процессов и систем»

Заседание секции проводилось 27 мая 2025 г.
Председатель – И.С. Павлов, секретарь – Е.Ю. Линник.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«СТОХАСТИЧЕСКИЕ МУЛЬТИСТАБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ»

Сопредседатели – Б. Спаньоло (Италия), А.А. Дубков, секретарь – Е.Ю. Линник.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ВЛИЯНИЕ ШУМА НА ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ МЕМРИСТОРА В ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ СОСТОЯНИЯ

Д.О. Филатов, М.Н. Коряжкина, И.Н. Антонов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В [1] была экспериментально исследована кинетика процесса переключения мемристоров на основе структуры Ta/ZrO_2(Y)/Pt из состояния с низким сопротивлением (СНС) в состояние с высоким сопротивлением (СВС) прямоугольными импульсами напряжения с наложением белого гауссовского шума. Было установлено, что при определённых параметрах переключающих импульсов (амплитуда импульса V_m, интенсивность шума σ), мемристор переключается из СНС в СВС, последовательно переходя через несколько промежуточных (между СНС и СВС) резистивных состояний. Пример подобной кинетики переключения приведён на рис. 1 (чёрная кривая). Напротив, при увеличении V_m и уменьшении σ наблюдается переключение мемристора из СНС непосредственно в СВС, минуя промежуточные состояния (рис. 1, красная кривая).

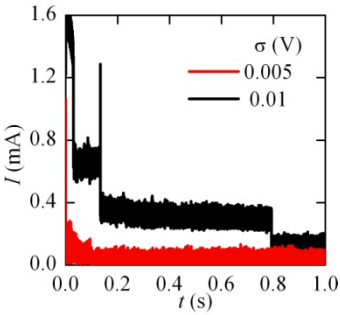


Рис. 1

Результаты, полученные в работе [1], можно объяснить на основе модели движения броуновской частицы в мультистабильном потенциале [2]. В рамках этой модели, динамика мемристора может быть описана уравнением Ланжевена для броуновской частицы в бистабильном (или мультистабильном) эффективном потенциале$U(x)$, где x — обобщённая координата частицы, характеризующая состояние мемристора.

В настоящей работе проведено математическое моделирование процесса переключения мемристора при наложении на переключающие импульсы белого гауссовского шума. Решали уравнение Ланжевена

$$\frac{\partial x}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x}U(x) + \vartheta(t) \qquad (1)$$

для модельного потенциала $U(x)$, содержащего пять одинаковых потенциальных ям с равноотстоящими локальными минимуми (*англ.* washboardpotential – потенциал вида «стиральная доска») в постоянном силовом поле $F = -\partial U/\partial x$ (рис. 2):

$$U(x) = -Fx - \ln\left\{\sum_{k=1}^{5} \exp\left[-\frac{(x-c_k)^2}{2w^2}\right]\right\}, \qquad (2)$$

где w – ширина потенциальных ям, c_k – координаты минимумов потенциальных ям, $\vartheta(t)$ – величина случайной силы, действующей на броуновскую частицу, имеющая гауссово распределение с полушириной на полувысоте σ, t – время.

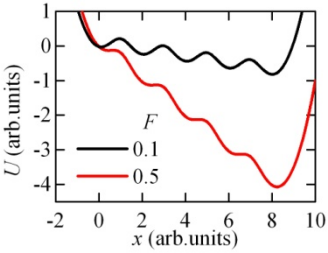


Рис. 2

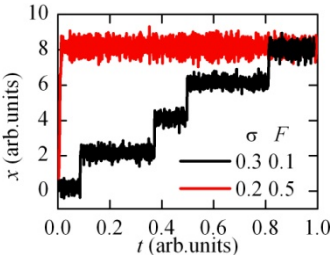


Рис. 3

В качестве обобщенной координаты x выбиралось сопротивление мемристора R. Уравнение (1) решалось численно методом Рунге-Кутта. Предполагалось, что при $t = 0$ частица находится в крайней левой яме: $x = c_1 = 0$.

На рис. 3 представлены модельные зависимости $x(t)$, рассчитанные для различных значений F и σ. При $F = 0.1$ и $\sigma = 0.3$, частица, первоначально находящаяся в левой крайней яме (соответствующей СНС), переходит в крайнюю правую яму (соответствующую СВС), последовательно проходя через все промежуточные ямы, соответствующие промежуточным резистивным состояниям мемристора (рис. 3, чёрная кривая). Соответствующий профиль $U(x)$ приведен на рис. 2 (чёрная кривая). Напротив, при $F = 0.5$ и $\sigma = 0.3$, частица переходит из левой крайней ямы в крайнюю правую, практически не задерживаясь в промежуточных ямах (рис. 3, красная кривая). Соответствующий профиль $U(x)$ приведен на рис. 2 (красная кривая). Заметим, что при указанном значении F потенциальные ямы практически исчезают вследствие понижения потенциальных барьеров, разделяющих ямы, во внешнем поле. С другой стороны, при относительно малых значениях σ воздействие на частицу случайной силы $\vartheta(t)$ мало по сравнению с полем F.

Результаты настоящей работы показывают, что закономерности переключения мемристора на основе структуры Ta/ZrO_2(Y)/Pt из СНС в СВС импульсами напряжения с наложением шума, обнаруженные экспериментально, могут быть объяснены на основании модели динамики классической броуновской частицы в мультистабильном потенциале. Результаты работы могут быть применены при разработке методов управления резистивным состоянием мемристоров в нейроморфных вычислительных устройствах.

Работа выполнена в рамках Государственного задания № FSWR-2025-0006. Экспериментальные исследования выполнены с использованием ресурсов Учебного дизайн-центра электроники Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

[1] Горшков О.Н., Филатов Д.О., Коряжкина М.Н., Лобанова В.А., Рябова М.А. // ЖЭТФ. 2023. Т. 164, № 5. С. 810.

[2] Wang Z., Joshi S., Savel'ev S.E., Jiang H., Midya R., Lin P., Hu M., Ge N., Strachan J.P., Li Z., Wu Q., Barnell M., Li G.-L., Xin H.L., Williams R.S., Xia Q., Yang J.J. // Nature Materials. 2017. Vol. 16. P. 101.

ОТКЛИК МЕМРИСТИВНОГО УСТРОЙСТВА НА НЕЙРОНАЛЬНУЮ АКТИВНОСТЬ ГИППОКАМПА ГРЫЗУНОВ *IN VIVO*

М.Н. Коряжкина[1)], Д.Д. Пахомова[1)], А.В. Лебедева[1)], Д.А. Исаев[1)], А.П. Колобова[1)], Е.Д. Будылина[1)], А.И. Белов[1)], И.Н. Антонов[1)], Ю.Ю. Агарков[2)], А.Н. Михайлов[1)]

[1)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского
[2)] ООО «Поликетон»

Современные достижения в области нейропротезирования открывают новые возможности как для восстановления утраченных функций нервной системы, так и для лечения нейродегенеративных заболеваний [1]. Однако с развитием технологий нейропротезирования возникает необходимость в создании более энергоэффективных, адаптивных, компактных и надежных устройств. Мемристоры, обладая уникальными свойствами хранения и обработки информации, могут эффективно имитировать функции биологических нейронов и синапсов [2], что делает их перспективными элементами для разработки современных нейропротезов.

Несмотря на значительные преимущества, до сих пор существует счетное количество работ, посвященных влиянию нейрональной активности на отклик мемристивного устройства [3]. Тем не менее, актуальность и важность данной задачи обусловлены в первую очередь *необходимостью* обеспечения безопасности при взаимодействии мемристоров с нервной системой. Понимание механизмов такого взаимодействия важно для разработки нейропротезов, которые не только эффективно интегрируются в биологические системы, но и минимизируют риски, связанные с возможными побочными эффектами.

Данная работа посвящена результатам исследования влияния нейрональной активности гиппокампа грызунов, полученной *in vivo* (в целом мозге), на отклик мемристивного устройства на основе стека Ta/Al_2O_3/ZrO_2(Y)/Pt и его резистивное состояние.

Детальную информацию о технологии изготовления мемристивного устройства и схематическое изображение экспериментальной установки можно найти в [4, 5]. Исследования были реализованы при помощи зондовой станции Everbeing EB-6 и многофункционального устройства ввода-вывода National Instruments USB-6361.

В данном исследовании протоколы всех экспериментов были рассмотрены и одобрены Биоэтическим комитетом Института Биологии и Биомедицины Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

Для регистрации нейрональной активности использованы самцы крыс стока Wistar в возрасте 1-2 месяца без патологий, полученные в Центре генетических коллекций лабораторных животных ННГУ. Все животные получали пищу и воду *ad libitum* и содержались при 12-часовом световом цикле. Перед регистрацией нейрональной активности осуществлялась хирургическая операция по имплантации внеклеточных электродов в область CA1 гиппокампа испытуемых крыс с последующим реабилитационным периодом. Регистрация нейрональной активности *in vivo* осуществлялась с помощью системы Open Ephys следующим образом. Животное помещалось в поведенческую установку «открытое поле», в которой проводилась регистрация ритмической внеклеточной активности гиппокампа, представляющей собой локальные полевые потенциалы, в

течение 180 с. Для оценки точности попадания регистрирующих электродов в область CA1 гиппокампа проводился гистологический анализ.

Затем амплитуда нейрональной активности увеличивалась так, чтобы ее максимальное и минимальное значения по порядку величины соответствовали напряжениям изменения резистивного состояния мемристивного устройства, определяемым по его вольтамперным характеристикам (рис. 1). Пример результирующей нейрональной активности показан на рис. 2. Стоит отметить, что типичные распределения нейрональной активности имели форму гауссианы с нулевым средним, а кривые спектральной плотности мощности (СПМ) имели особенности в области частот, соответствующих θ- и γ-ритмам мозга.

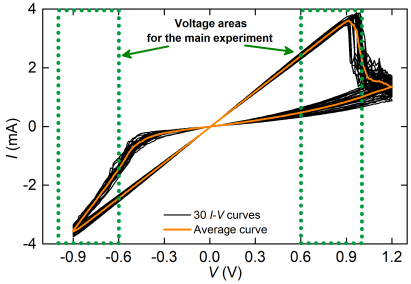


Рис. 1

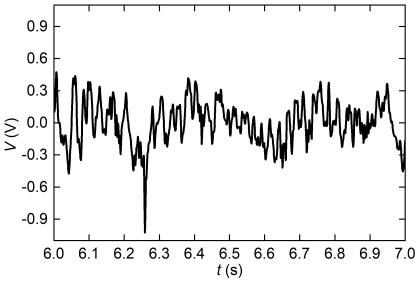


Рис. 2

Определение влияния нейрональной активности на резистивное состояние мемристивного устройства осуществлялось путем приложения импульсов чтения амплитудой +0,2 В и длительностью 5 мс. Чтение осуществлялось до и после приложения нейрональной активности, а также каждую секунду при приложении нейрональной активности. Полученные записи нейрональной активности подавались на мемристор в течение 10 секунд. При каждом наборе параметров нейрональной активности всего было записано по 10 откликов мемристивного устройства.

На рис. 3 и 4 представлены типичные зависимости тока через мемристивное устройство, регистрируемого при приложении импульсов чтения, от числа чтений для 10 откликов и усредненные кривые, соответственно. Данные, показанные на рис. 3, получены при амплитуде нейрональной активности, равной ±1 В.

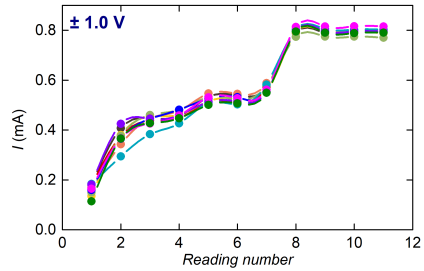


Рис. 3

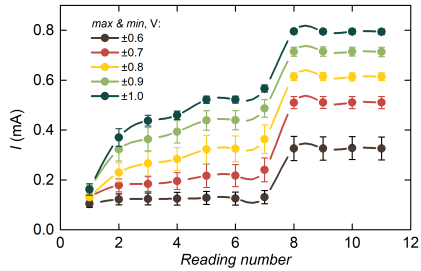


Рис. 4

Обнаружено, что даже при низких амплитудах с каждой секундой приложение нейрональной активности приводит к увеличению проводимости мемристивного устройства. Демонстрируемое поведение похоже на проявление синаптической пластичности. Следует отметить, что воздействие нейронной активности между 7 и 8 чтениями, что соответствует приложению нейрональной активности между 6 и 7 секундам, привело к резкому увеличению тока через мемристивное устройство. Этот эффект будет более подробно рассмотрен ниже.

На рис. 5 и 6 показаны типичные зависимости тока от времени для 10 откликов мемристивного устройства, полученные при амплитуде нейрональной активности, равной ±0,7 и ±1 В, соответственно. Видно, что разброс кривых до и после пунктирной линии разный. Причем эффект зависит от параметров нейрональной активности.

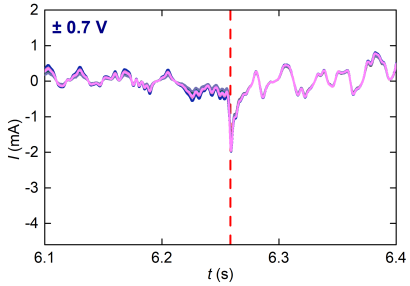


Рис. 5

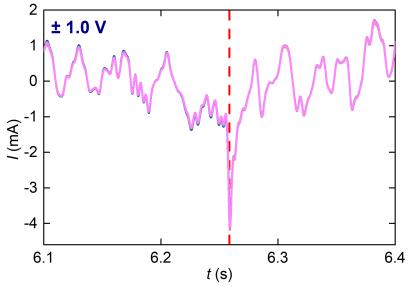


Рис. 6

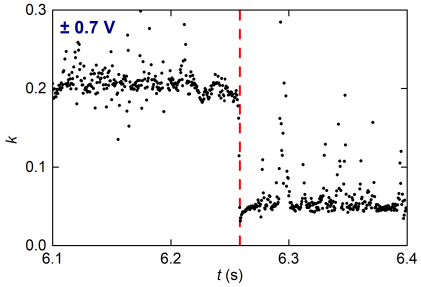


Рис. 7

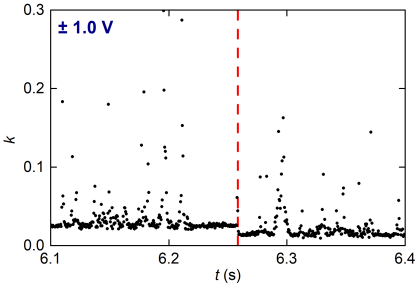


Рис. 8

Для количественной оценки эффекта были вычислены зависимости коэффициента вариации от времени (рис. 7 и 8). Видно, что при амплитуде нейрональной активности, равной ±0,7 В, коэффициент вариации изменяется в ~4 раза, в то время как при амплитуде, равной ±1 В, он изменяется в ~1,7 раз. Предполагается, что обнаруженный эффект связан с различиями в разбросе разных резистивных состояний [6].

На рис. 9 показаны кривые СПМ, полученные из усредненных осциллограмм тока через мемристивное устройство. Видно, что значительного изменения в форме кривых в зависимости от параметров нейрональной активности не наблюдается.

На рис. 10 показаны нормализованные кривые СПМ, полученные из усредненных осциллограмм тока через мемристивное устройство и входного сигнала (нейрональной активности). Обнаружено, что нормализованные кривые не только не зависит от

параметров нейрональной активности, но и не отличается от кривой СПМ, полученной для самой нейрональной активности.

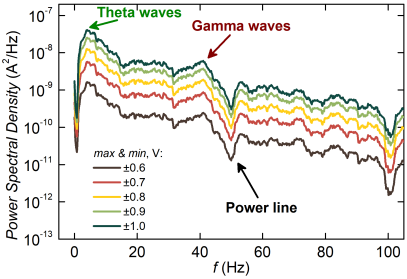


Рис. 9

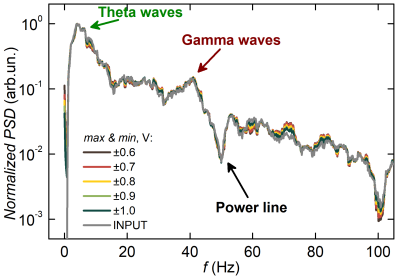


Рис. 10

Таким образом, показано, что даже кратковременное воздействие нейрональной активности *in vivo* малой амплитуды может существенно изменить проводимость мемристивного устройства. Обнаружено изменение коэффициента вариации кривых отклика мемристивного устройства. Причем эффект существенно зависел от параметров нейрональной активности. Показано, что кривые спектральной плотности мощности отклика мемристивного устройства не зависели от параметров нейрональной активности и повторяли соответствующую кривую, полученную для самой нейрональной активности. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности мемристивных устройств на основе $Al_2O_3/ZrO_2(Y)$ для эффективного обнаружения и подавления аномальных (эпилептических) всплесков нейрональной активности *in vivo* без изменения частотных характеристик самой активности.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант № 24-21-00440).

[1] Awuah W.A., Ahluwalia A., Darko K. et al. // World Neurosurgery. 2024. Vol. 189. P. 138.
[2] Chen S., Zhang T., Tappertzhofen S. et al. // Advanced Materials. 2023. Vol. 35. P. 2301924.
[3] Sbandati C., Stathopoulos S., Foster P. et al. // Science Advances. 2024. Vol. 10. P. eadp7613.
[4] Kruglov A.V., Serov D.A., Belov A.I. et al. // Technical Physics. 2024. Vol. 69. P. 1698.
[5] Koryazhkina M.N., Lebedeva A.V., Pakhomova D.D. et al. // Chaos, Solitons & Fractals. 2025. Vol. 191. P. 115959.
[6] Koryazhkina M.N., Filatov D.O., Shishmakova V.A. et al. // Chaos, Solitons & Fractals. 2022. Vol. 162. P. 112459.

АНАЛИЗ ВАХ МЕМРИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР *P*-SI/*P*-GE/*N*⁺-SI(001) С AG-ЭЛЕКТРОДОМ

Д.О. Филатов, О.Н. Горшков, А.В. Клюев, А.В. Якимов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В работе [1] изучены созданные лабораторные макеты мемристоров на основе структур *p*-Si/*p*-Ge/n^+-Si(001) с верхним электродом из Ag. Дислокации несоответствия, образующиеся на границе Ge/Si(001), реагируя друг с другом, прорастают через слой Ge и далее в слой высокоомного *p*-Si ($p < 10^{15}$ cm^{-3}). На поверхности слоя *p*-Si методом селективного химического травления формировались лунки, декорирующие места выхода прорастающих дислокаций на поверхность. Лунки травления, заполненные серебром, являются концентраторами электрического поля в активном слое мемристора, что стимулирует дрейф ионов серебра вдоль прорастающих дислокаций.

За счёт формирования анизотипного гетероперехода *p*-Ge/n^+-Si слой *p*-Ge полностью обеднён дырками.

Мемристоры продемонстрировали биполярное резистивное переключение (РП), наблюдающееся на фоне асимметричных вольтамперных характеристик (ВАХ), обусловленных наличием анизотипного гетероперехода. На рис. 1 представлена ВАХ мемристора после электроформовки; на вставке показана схема структуры. На рис. 2 изображены циклические ВАХ, усредненные по 30 циклам РП; указаны значения сопротивлений при напряжениях −1 В и +1 В для состояний высокого и низкого сопротивлений соответственно.

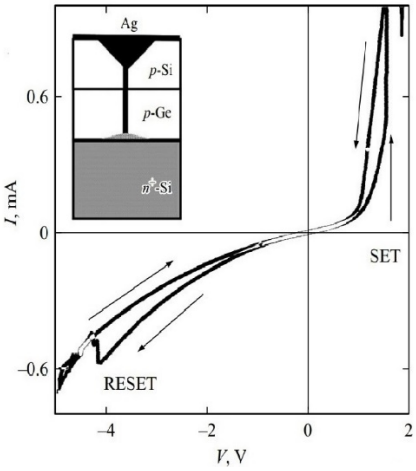


Рис. 1

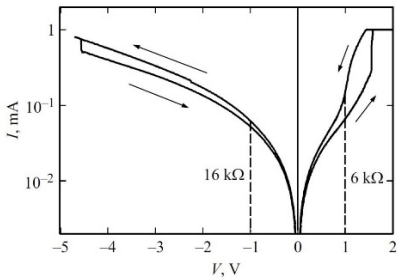


Рис. 2

SET-процесс происходил при $V > 0$, а RESET-процесс — при $V < 0$.

Наиболее вероятным механизмом RESET-процесса представляется разрыв филамента за счёт диффузионного выхода атомов Ag в окружающую матрицу на произвольном участке дислокации в области наибольшего разогрева или в дислокационные петли вблизи интерфейса p-Ge/n^+-Si. При этом $V_{SET} \sim 1.5$ В, $|V_{RESET}| \sim 4.6$ В.

Измерения ВАХ проводились по следующей схеме.

Положительные и отрицательные части для каждого скана снимались попарно. Развёртка по напряжению V в обоих случаях осуществлялась от нуля в сторону увеличения модуля напряжения и обратно: положительная $0 \rightarrow V_{max} \rightarrow 0$, отрицательная $0 \rightarrow V_{min} \rightarrow 0$, и так далее для следующего скана. Всего обработано 7 пар сканов.

Здесь приводятся данные для двух парных сканов “IVSweep275V46” (положительная ветвь) и “IVSweep27V146” (отрицательная ветвь). Каждый скан содержит по 2000 отсчётов, сделанных последовательно в прямом и обратном направлении.

Начнём с анализа положительной ветви, см. рисунки 3 и 4. Нижняя кривая “1” соответствует увеличению напряжения V от нуля до V_{max}; верхняя “2” – от V_{max} до нуля. Судя по нижней кривой, можно предположить, что происходит восстановление филамента, вплоть до замыкания обоих контактов при $V \approx 1.77$ В. При этом ток I скачкообразно принимает предустановленное значение 1 мА. Из ВАХ для верхней кривой следует, что филамент восстановлен полностью.

При анализе положительной ветви ВАХ использовались следующие уравнения.

Полный ток I есть сумма тока через филамент I_f и тока I_D внутреннего диода D.

$$I = I_f + I_D. \quad (1)$$

Ток I_f определяется напряжением V и сопротивлением филамента R_f.

$$I_f = V/R_f. \quad (2)$$

Ток внутреннего диода I_D описывается стандартной характеристикой:

$$I_D = I_s \left[exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) - 1 \right]. \quad (3)$$

Здесь I_s – ток насыщения, n – коэффициент неидеальности, V_T –тепловой потенциал. Напряжение V_D определяется с учётом внутреннего сопротивления базы диода и его контактов R_s:

$$V_D = V - R_s I_D. \quad (4)$$

При обработке нижней кривой “1” анализировались первые 862 точки ВАХ, то есть до полного восстановления филамента, но до начала переходных процессов, рис. 3. Такой же диапазон использован для моделирующих функций.

При моделировании использовались следующие параметры: $R_f = 30$ кОм; $I_s = 18$ мкА; $n = 11$; $R_s = 1$ Ом; $V_T = 25$ мВ. Относительная среднеквадратическая ошибка во всём диапазоне анализируемых токов составила примерно 9.5 процентов.

При обработке верхней кривой “2” анализировались последние 803 точки ВАХ, то есть после полного восстановления филамента и окончания переходных процессов, рис. 4. Такой же диапазон использован для моделирующих функций.

При моделировании использовались следующие параметры: $R_f = 18$ кОм; $I_s = 2.5$ нА; $n = 3.5$; $R_s = 700$ Ом; $V_T = 25$ мВ. Относительная среднеквадратическая ошибка во всём диапазоне анализируемых токов составила примерно 9.6 процентов.

На рисунках 3 и 4 показаны следующие компоненты тока. Чёрные линии “Measured” – экспериментальные данные. Красные линии “Modelled” – результат моделирования ВАХ соотношением (1). Зелёные линии “*I*_f ” – ток филамента (2). Коричневые линии “*I*_D” – ток внутреннего диода (3) с учётом падения напряжения (4) на внутреннем сопротивлении R_s базы диода и его контактов.

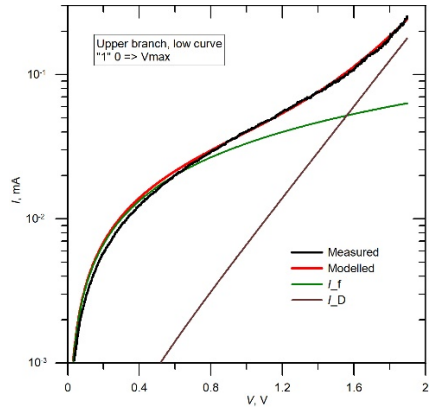


Рис. 3

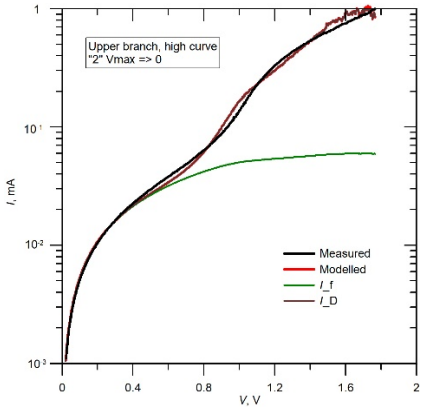


Рис. 4

Перейдём к анализу отрицательной ветви ВАХ, состояние высокого сопротивления. Анализируется файл “IVSweep27V146”, рисунки 5 и 6. Эти данные, по модулю, примерно в шесть раз превышают усреднённую ВАХ, представленную на рис. 2. Осуществим раздельный анализ верхней и нижней кривых ВАХ.

Верхняя кривая “3” соответствует убыванию напряжения V от нуля до V_{min}. На этом участке происходит частичное разрушение филамента при $V \approx$ -5 В, рис. 5. Анализировались первые 927 точек ВАХ, то есть до начала переходных процессов. Такой же диапазон использован для моделирующих функций.

При анализе использовалась эмпирическая формула:

$$I(V) = \frac{V}{R_f} + CV^2. \qquad (5)$$

Здесь $R_f = 20$ кОм – сопротивление филамента, как и при анализе верхней кривой положительной ветви ВАХ из скана “IVSweep275V46”. Второй член в правой части (5) – квадратичная поправка, $C = -2\times10^{-5}$ А/В^2. Физическая природа этой поправки пока не понятна. Относительная среднеквадратическая ошибка во всём диапазоне анализируемых токов составила примерно 12 процентов.

Нижняя кривая “4” соответствует увеличению напряжения V от V_{min} до нуля, рис. 6. Анализировались последние точки ВАХ, от 990 до 2000, то есть после частичного

разрушения филамента и окончания переходных процессов. Такой же диапазон использован для моделирующих функций.

Здесь использованы следующие аппроксимирующие параметры.

Сопротивление филамента R_f = 80 кОм, что в четыре раза превышает сопротивление, использованное для моделирования верхней кривой “3”. Коэффициент, определяющий квадратичную поправку к току, равен C= -1.7×10^{-5} А/В^2, что несколько меньше значения, использованного для моделирования кривой “3”. Относительная среднеквадратическая ошибка во всём диапазоне анализируемых токов составила примерно 16 процентов.

На рисунках 5 и 6 показаны следующие компоненты тока. Чёрные линии “Measured” – экспериментальные данные. Красные линии “Modelled” – результат моделирования ВАХ соотношением (5). Зелёные линии “*I*_f” – линейная компонента тока, первое слагаемое в правой части (5). Фиолетовые линии “Delta *I* quadr” – квадратичная поправка в моделируемом токе.

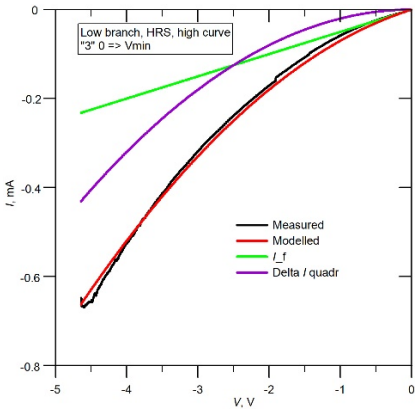


Рис. 5

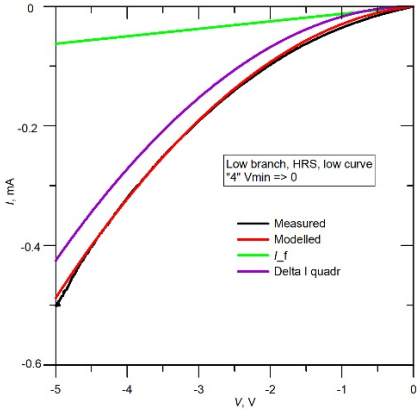


Рис. 6

Представленные результаты предназначены для диагностики мемристорных систем, включая определение параметров ВАХ внутреннего гетероперехода, и моделирования динамики их резистивного переключения.

Работа выполнена при реализации научно-исследовательской и образовательной политики университета в области физики и радиофизики в рамках реализации программы стратегического академического лидерства “Приоритет-2030”.

[1] Филатов Д.О., Горшков О.Н., Шенгуров В.Г., Денисов С.А., Шенина М.Е., Котомина В.Е., Антонов И.Н., Круглов А.В. // Письма в ЖТФ. 2023. Т. 49, вып. 1. С. 5. DOI: 10.21883/PJTF.2023.01.54048.19367.

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВАХ ДЛЯ СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МЕМРИСТОРА

А.В. Клубков, Е.А. Денисова, А.А. Клубкова, Н.В. Агудов, А.А. Дубков, А.И. Белов, Д.И. Большаков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одной из ключевых проблем при построении моделей мемристоров является наличие множества подгоночных параметров, значения которых требуется подбирать на основе экспериментальных данных. Но методы подбора, как правило, неизвестны.

В частности, ранее была разработана стохастическая модель мемристора [1], представленная ниже в виде системы (1), где уравнение Ланжевена описывает стохастическую динамику изменения длины проводящего филамента *y*, а второе уравнение описывает нелинейную функцию ВАХ – зависимость протекающего через мемристор тока *I* от напряжения на контактах *V* и *y* [2]:

$$\begin{cases} \dfrac{dy}{dt} = -\dfrac{\partial U_{eff}(y,V)}{\partial y} + \xi(t), \\ I(y,V) = \left(\dfrac{y}{L}\right)^n c_1 \sinh(c_2 V) + c_3(e^{c_4 V} - 1), \end{cases} \quad (1)$$

где $U_{eff} = -v_{eff}(V)y$ – эффективный потенциальный профиль, который в простейшем случае представляет собой линейную функцию от y, v_{eff} – наклон потенциального профиля или коэффициент дрейфа, $\xi(t)$– белый гауссовский шум с $< \xi(t) >= 0$ и $< \xi(t)\xi(t+\tau) >= 2D_{eff}\delta(\tau)$, L – длина мемристора, c_1, c_2, c_3, c_4, n – подгоночные параметры ВАХ. В данной системе используются отражающие граничные условия, которые позволяют длине филамента оставаться в диапазоне $[0; L]$.

Как видно, в модели есть большое количество подгоночных и неизвестных параметров: v_{eff},D_{eff},c_1, c_2, c_3, c_4, n, что делает их отыскание нетривиальным. Это затрудняет широкое применение модели для расчетов без проведения дополнительной калибровки по специально разработанной методике.

Цель данной работы заключается в разработке методики измерений, позволяющей на основе экспериментальных данных вычислять подгоночные параметры токовой модели. В дальнейшем данные параметры позволят по известной из эксперимента токовой зависимости $I(y,V,t)$ восстановить динамику длины филамента $y(I,V,t)$, что является необходимым этапом для последующей оценки параметров уравнения Ланжевена v_{eff} и D_{eff}.

Как следует из уравнения (1), ток, протекающий через мемристор в каждый момент времени, представлен суперпозицией токов, соответствующих состоянию высокого сопротивления (СВС) и состоянию низкого сопротивления (СНС). В связи с этим данное выражение может быть переписано в виде:

$$I(y,V) = \left(\frac{y}{L}\right)^n I_{\text{СНС}}(V, c_1, c_2) + I_{\text{СВС}}(V, c_3, c_4). \quad (2)$$

В данной работе предлагается алгоритм, который позволяет оценить подгоночные параметры токовой модели, полагаясь на физические законы. Алгоритм включает следующие этапы:

1. Разделение ВАХ на две ветви, соответствующие СНС и СВС.
2. Предварительная оценка параметров $\widehat{c_1}, \widehat{c_2}, \widehat{c_3}, \widehat{c_4}$ для каждой ветви отдельно. Полученные значения служат в качестве начального приближения для многомерной оптимизации. Начальные приближения для параметров $\frac{\widehat{\bar{y}_{\text{СВС}}}}{L} = 0.8$, $\frac{\widehat{\bar{y}_{\text{СНС}}}}{L} = 1$ и $\hat{n} = 20$ соответствуют оценкам, приведенным в других работах [3].
3. Многомерная оптимизация параметров, выполняемая на основе предварительной оценки, полученной на предыдущем этапе. Этот шаг позволяет уточнить параметры модели, при этом качество оптимизации существенно зависит от выбранного начального приближения.

Разделение ВАХ на ветви может быть выполнено на основе того, что в СВС в уравнении (2) будет доминировать второе слагаемое, что следует из начальных оценок для $\frac{\widehat{\bar{y}_{\text{СВС}}}}{L}$ и $\hat{n}$:

$$I(y,V) \approx c_3(e^{c_4 V} - 1). \quad (3)$$

При достаточно высоких напряжениях, таких, что $e^{c_4 V} \gg 1$ единицей в выражении (3) можно пренебречь:

$$I_{\text{СВС}} = c_3(e^{c_4 V} - 1) \approx c_3 e^{c_4 V}. \quad (4)$$

Полученное уравнение может быть линеаризовано с помощью логарифмирования:

$$\ln I_{\text{СВС}} = \ln c_3 + c_4 V. \quad (5)$$

Таким образом, задача нахождения коэффициентов c_3 и c_4 сводится к решению задачи линейной регрессии, из которой коэффициент c_4 может быть определён как наклон кривой (обозначим за k), а $\ln c_3$ как смещение (обозначим за b). Тогда оценочные коэффициенты c_3 и c_4 могут быть записаны следующим образом:

$$\widehat{c_3} = e^b, \widehat{c_4} = k. \quad (6)$$

Визуализация алгоритма для СВС продемонстрирована на рис. 1.

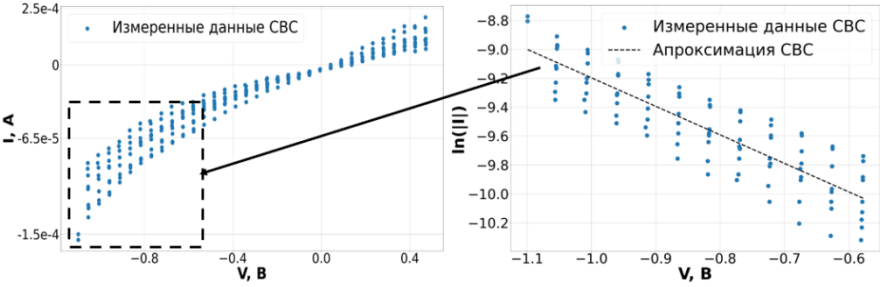


Рис. 1

Для СНС уравнение можно записать следующим образом, используя практическую оценку $\frac{\widehat{\bar{y}_{\text{СНС}}}}{L} = 1$:

$$I_{\text{СНС}}(y,V) = I(y,V) - \hat{c}_3\left(e^{\hat{c}_4 V} - 1\right) \approx c_1 \sinh(c_2 V). \quad (7)$$

Применяя в (7) разложение в ряд Тейлора, его можно переписать следующим образом:

$$I_{\text{СНС}}(y,V) = c_1\left(c_2V + \frac{(c_2V)^3}{3!} + \cdots\right) \approx h_1V + h_2V^3. \quad (8)$$

Неизвестные коэффициенты h_1и h_2 могут быть оценены с помощью метода наименьших квадратов, после чего коэффициенты c_1 и c_2 могут быть найдены из системы:

$$\widehat{c_1} = \sqrt{\frac{h_1^3}{6h_2}}, \widehat{c_2} = \sqrt{\frac{6h_2}{h_1}}. \quad (9)$$

На рис. 2 продемонстрированы результаты аппроксимации для СНС.

Далее более точные значения коэффициентов $(y_{\text{снс}}, y_{\text{свс}}, c_1, c_2, c_3, c_4, n)$ вычисляются в соответствии с экспериментальными данными с помощью методов многомерной оптимизации, исходя из начальных значений $(\widehat{y_{\text{снс}}}, \widehat{y_{\text{свс}}}, \widehat{c_1}, \widehat{c_2}, \widehat{c_3}, \widehat{c_4}, \hat{n})$. Финальный этап позволяет уточнить и согласовать коэффициенты, найденные на двух разных ветвях ВАХ, так как до этого оценка коэффициентов производилась независимо.

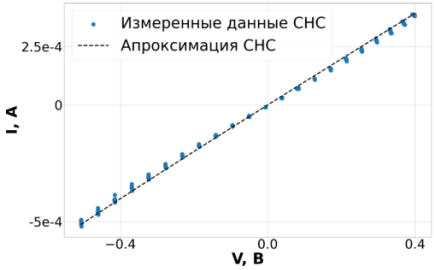


Рис. 2

Результаты вычисления параметров для одного набора экспериментальных данных показаны на рис. 3, а значения параметров приведены в таблице. Из полученных результатов видно, что данная модель хорошо описывает ВАХ в СНС и СВС и отражает физические свойства мемристора в каждом из состояний.

Табл.

n	$y_{\text{СВС}}$	$y_{\text{СНС}}$	c_1	c_2	c_3	c_4
20.2	0.9	1	3.5e-2	3.1e-2	-4.7e-6	-3.7

Для анализа алгоритма было рассмотрено 20 экспериментов по аппроксимации ВАХ с помощью предложенной методики и для каждого эксперимента была рассчитана относительная среднеквадратичная ошибка (ОСКО) по следующей формуле:

$$\text{ОСКО} = \frac{\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(I_i^{\text{эксперимент}} - I_i^{\text{модель}})^2}}{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} I_i^{\text{эксперимент}}}. \quad (4)$$

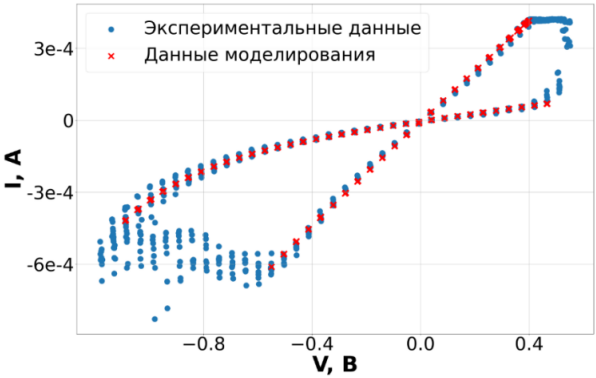


Рис. 3

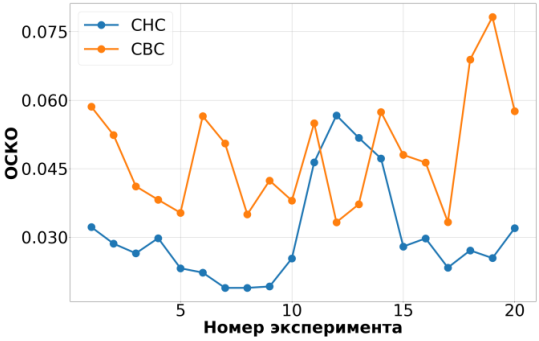


Рис. 4

На рис. 4 изображена зависимость ОСКО от номера эксперимента для СВС и СНС в отдельности, ОСКО для всех экспериментов варьируется в диапазоне от 2% до 10%, что демонстрирует хорошее качество описания экспериментальных данных с помощью предложенной методики для всех 20 экспериментов.

[1] Agudov N.V. et al. // Chaos, Solitons&Fractals. 2021. Vol. 150. P. 111131.
[2] Yang J.J. et al. // Nat. Nanotechnol. 2008. Vol. 3. P 429.
[3] Филатов Д.О., Сорочкина Е.Д., Антонов Д.А., Антонов И.Н., Горшков О.Н. // НАНОФИЗИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА. XXIX симпозиум (Н. Новгород, 10–14 марта 2025 г.): Тезисы докладов. – Н. Новгород, 2025. С. 488.

Секция «Стохастические мультистабильные системы»

Заседание секции проводилось 21 мая 2025 г.
Сопредседатели – Б. Спаньоло (Италия), А.А. Дубков, секретарь – Е.Ю. Линник.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ. СРЕДСТВА, ТЕХНОЛОГИИ, БЕЗОПАСНОСТЬ»

Председатель – Л.Ю. Ротков, секретарь – А.А. Рябов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ СРАВНЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ АЛГОРИТМОВ ШИФРОВАНИЯ ДЛЯ РАЗНЫХ ОБЪЕМОВ ДАННЫХ

А.А. Белова, А.А. Горбунов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В современных системах защиты информации для обеспечения безопасности передаваемых по линиям связи данных применяются различные криптографические алгоритмы, у каждого из которых есть свои преимущества и недостатки. В рамках данной работы сравниваются показатели производительности ряда криптосистем на основе экспериментального определения времени их работы при преобразовании данных различного объема. Рассматриваются симметричные криптосистемы (на примерах таких алгоритмов как AES, 3DES и ChaCha20), асимметричная криптосистема RSA, а также комбинации этих систем.

Гибридная (или комбинированная) криптосистема – это система шифрования, совмещающая при своем функционировании особенности асимметричных криптосистем со свойствами симметричных криптосистем. Существенным требованием для корректной работы классических симметричных систем шифрования является необходимость передачи секретного ключа по защищенному каналу связи. Реализация на практике данного условия зачастую может быть достаточно затруднена [1]. В то же время при комбинированном подходе криптосистема с открытым ключом применяется для шифрования, передачи и последующего дешифрования только секретного ключа симметричной криптосистемы. Симметричная криптосистема применяется для шифрования и передачи исходного открытого текста. В результате криптосистема с открытым ключом не заменяет симметричную криптосистему с секретным ключом, а дополняет ее, позволяя в целом повысить защищенность передаваемой информации [2].

При использовании гибридной криптосистемы отправитель создает случайный одноразовый ключ для алгоритма симметричного шифрования данных. Созданный ключ используется только для единственного сеанса симметричного шифрования файла с данными. Защищаемые данные шифруются симметричным алгоритмом с использованием одноразового сеансового ключа, сам же такой ключ зашифровывается при помощи асимметричного алгоритма с использованием открытого ключа получателя. Таким образом гарантируется, что только владелец соответствующего закрытого ключа сможет расшифровать ключ симметричного криптоалгоритма. Зашифрованные данные вместе с зашифрованным сеансовым ключом передаются получателю по открытому каналу связи. Получатель же в свою очередь использует закрытый ключ асимметричного алгоритма для расшифрования сеансового ключа, который применяется для дешифрования переданных зашифрованных данных [3].

В работе экспериментально оценивалась производительность различных криптографических систем, в том числе гибридных, как при шифровании, так и при дешифровании данных. В качестве экспериментального стенда использовался ПК с 64-разрядной ОС Windows и процессором Intel Core i5-11400H 2.70GHz. Программная реализация модулей шифрования и дешифрования была осуществлена на языке программирования C++ в среде разработки Visual Studio 2022 с использованием криптографической библиотеки OpenSSL. Под производительностью алгоритма шифрования (дешифрования) в настоящем контексте подразумевается время его работы по шифрованию

(дешифрованию) заданного объема обрабатываемых данных. Для каждого алгоритма и каждой величины объема данных производилось по 1000 замеров времени работы, на основе которых высчитывалось среднее медианное значение. Измерение времени шифрования и дешифрования осуществлялось для симметричных алгоритмов: 3DES, AES-256, ChaCha20-Poly1305, асимметричного алгоритма RSA-2048 и их комбинации.

Полученные результаты измерений показали, что, в частности, время шифрования алгоритмом RSA блока данных размером 64 байт (2^9 бит) составляет всего 0,06 мс, а дешифрования 0,89 мс. В то же время для гибридной схемы, например, AES+RSA аналогичный результат составляет 0,07 мс при шифровании и 0,93 мс при дешифровании данных. На основании полученных результатов можно говорить о допустимости использования только асимметричного алгоритма RSA без его объединения с симметричными алгоритмами для случаев, когда затруднительно использовать одноразовый ключ симметричного шифрования, а объемы передаваемых данных составляют единицы или десятки байт.

Вместе с тем время работы алгоритма RSA существенно возрастает с увеличением объема обрабатываемых данных, что делает использование только его нецелесообразным для обработки больших объемов данных. Например, для блока в 4 КБ (2^{15} бит) время шифрования RSA составляет 1,96 мс, а дешифрования – 29,12 мс. В таких случаях гибридные схемы демонстрируют свое преимущество: их время работы минимально увеличивается с ростом объема обрабатываемой информации. Тот же объем данных (4 КБ) в схеме AES+RSA обрабатывается за 0,08 мс при шифровании и за 0,99 мс при дешифровании, что соответственно в 24 и в 29 раз быстрее, чем при использовании одного лишь асимметричного алгоритма RSA.

Таким образом, исходя из результатов проведенного экспериментального сравнения производительности алгоритмов шифрования, можно сделать вывод о том, что при шифровании (дешифровании) достаточно больших объемов данных приемлемая производительность обеспечивается только при задействовании функционала симметричных криптоалгоритмов. При этом для объемов данных порядка 1 Кбита и более эффективнее использовать гибридные схемы (AES+RSA, ChaCha20+RSA). В ситуациях, когда объем данных составляет менее 1 Кбита, можно шифровать (дешифровать) их непосредственно с помощью асимметричного алгоритма, не комбинируя его с симметричными алгоритмами. В этом случае производительность криптосистемы не ухудшается при одновременном отсутствии затрат, связанных с реализацией комбинированной схемы шифрования.

[1] Владимиров С.М., Габидулин Э.М., Колыбельников А.И., Кшевецкий А.С. Криптографические методы защиты информации. – М.: МФТИ, 2020.
[2] Левина А.Б. Криптография и криптографические протоколы. Гибридное шифрование. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2022.
[3] Хлебников А. OpenSSL 3. Ключ к тайнам криптографии / пер. с англ. А.А. Слинкина. – М.: ДМК Пресс, 2023.

ПОДХОДЫ К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ НАЧАЛЬНОГО АНАЛИЗА СОБЫТИЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТЬЮ (SIEM)

Т.В. Грошкова, В.А. Мокляков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Современные системы управления информационной безопасностью (SIEM) играют важную роль в мониторинге и предотвращении кибератак. К сожалению, их эффективность ограничена сложностью обработки больших объемов неструктурированных данных, поступающих от различных источников, таких как системные журналы серверов, сетевые устройства и приложения.

В работе проводилось сравнение традиционных подходов использования SIEM-систем и подходов с применением алгоритмов машинного обучения [1], которое отражено в таблице.

Таблица

Критерий	Стандартные методы	С применением Машинного обучения
Обработка текстовых данных	Ограниченный парсинг логов по шаблонам при помощи регулярных выражений (RegEx) Требуемое время: ~15мин.	Автоматическая классификация, извлечение сущностей, анализ тональности. Требуемое время: ~5мин
Корреляция событий	Жёсткие правила (if-then), статические сигнатуры, низкая гибкость Ложные срабатывания: 20-40%	Обнаружение сложных паттернов, аномалий, кластеризация Ложные срабатывания: 8-15%
Обнаружение аномалий	На основе известных шаблонов Точность: 60-75%	Выявление неизвестных угроз через анализ отклонений от нормального поведения Точность: 85-90%
Масштабируемость	Ограничена производительностью правил корреляции	Обработка больших объёмов данных в реальном времени
Автоматизация реагирования	Частичная (скрипты, триггеры)	Полная (блокировка IP, изоляция узлов, запуск сценариев реагирования)
Прогнозирование угроз	Отсутствует	Предсказание атак на основе исторических данных
Адаптивность	Требует ручного обновления правил Требуемое время: от часа до нескольких дней	Самообучение на новых данных, автоматическая оптимизация правил Требуемое время: ~ 30 мин.

Из таблицы видно, что традиционные методы, основанные на предопределенных шаблонах и правилах, не справляются с обработкой неструктурированных или нестандартных данных из-за своей негибкости, низкой точности и высокой трудоемкости настройки. Основная проблема таких подходов заключается в их неспособности адаптироваться к новым форматам данных, а в условиях постоянно меняющихся угроз и разнообразия источников, заранее заданные шаблоны часто оказываются неэффективными.

Комбинируя алгоритмы машинного обучения, можно получить достаточно эффективный подход для начальной обработки событий. А именно алгоритм обработки естественного языка (NLP) осуществляет сначала токенизацию, то есть процесс разбиения текста на отдельные элементы (токены), такие как слова, знаки препинания и другие символы, что позволяет перейти от неструктурированных данных к последовательности элементов, пригодных для дальнейшего анализа [2]. Для извлечения сущностей используется вероятностная модель, которая вычисляет вероятность принадлежности каждого токена к определенной категории сущности. Формула, лежащая в основе этого процесса, выглядит следующим образом:

$$P(y|x) = softmax(W * h(x) + b),$$

где x – входной текст, $h(x)$ – векторное представление текста, полученное с помощью нейронной сети, W и b – веса и смещение модели, y – предсказанная метка сущности.

Для применения методов машинного обучения текстовые данные необходимо преобразовать в числовые векторы. Для этого применяется метод Term Frequency-Inverse Document Frequency (TF-IDF), в котором TF измеряет частоту встречаемости термина в документе, IDF оценивает важность термина в корпусе документов [3].

Далее применяется кластеризация для группировки текстовых данных на основе их векторных представлений. Одним из популярных методов кластеризации является KMeans, который минимизирует суммарное квадратичное отклонение точек кластеров от центров этих кластеров:

$$\sum_{i=1}^{k} \sum_{x \epsilon S_i} (x - \mu_i)^2,$$

где S_i–кластер i, μ_i – центры масс векторов, k – число кластеров [4].

Данный подход позволяет осуществить начальный анализ данных в SIEM-системе, в противовес традиционным методам, исключая необходимость присутствия специалиста.

[1] https://www.anti-malware.ru/analytics/Technology_Analysis/Neural-Networks-and-Blockchain-in-SIEM
[2] Bird, S., Klein, E., & Loper, E. Natural Language Processing with Python. O'Reilly Media. 2009. P. 107.
[3] Manning C.D., Raghavan P. & Schütze H. Introduction to Information Retrieval. Cambridge University Press. 2008. P. 118
[4] Кугаевских А.В., Муромцев Д.И., Кирсанова О.В. Классические методы машинного обучения. – СПб: Университет ИТМО, 2022. С. 14.

СОСТЯЗАТЕЛЬНЫЕ АТАКИ НА СИСТЕМУ РАСПОЗНАВАНИЯ ЗНАКОВ ДОРОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ

М.В. Капралова, С.П. Никитенкова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Развитие автономных транспортных средств знаменует собой значительный технологический прогресс в автомобильной промышленности, причем искусственный интеллект (ИИ) играет центральную роль в этой трансформации. За последнее десятилетие ИИ был интегрирован в различные автомобильные системы, стимулируя инновации в таких областях, как принятие решений в реальном времени, планирование пути, обнаружение объектов и автоматизация транспортных средств. Быстрый прогресс нейронных сетей сыграл важную роль в продвижении задач обнаружения и классификации объектов, что имеет решающее значение для идентификации пешеходов, других транспортных средств и дорожных знаков. Однако использование нейронных сетей вносит новый тип уязвимостей в программное обеспечение беспилотных автомобилей.

Состязательное машинное обучение – это область, изучающая класс атак на нейронные сети, целью которых является ухудшение точности классификаторов, получение ошибочного прогноза с высокой степенью достоверности. Создавая преднамеренные слабые возмущения, получающие сильный отклик в выходных данных классификатора, злоумышленник может создавать вредоносные изображения или объекты, которые могут «обмануть» различные автомобильные системы [1].

Беспилотным автомобилям необходимо распознавание дорожных знаков для правильного анализа и понимания дорожного полотна. Правильное распознавание дорожных знаков жизненно важно для таких систем. В отличие от других методов атак, требующих внесения видимых изменений, например наклеек, блики выглядят естественно и ошибочно воспринимаются как не представляющие опасности [2].

Основной причиной проблем, созданных бликами, является локальное увеличение яркости одних областей на поверхности знака и затемнению остальных. Это приводит к искажению формы знака, размытию его границ и, как следствие, к затруднению распознавания. На рисунке 1 приведен пример атакованного изображения. Распознание дорожных знаков происходит на основе сверточной нейронной сети (CNN), обученной на основе датасета RTSD (Russian traffic sign images dataset) [3].

Рис. 1

Цель данной работы – проанализировать влияние световых бликов на точность распознавания дорожных знаков и предложить методы предобработки изображений дорожных знаков для уменьшения ошибок распознавания.

В работе предлагается метод, основанный на анализе и модификации азимутально-усредненного спектра мощности [4]. Для начала изображение дорожного знака преобразуется в оттенки серого, после чего с помощью преобразования Фурье вычисляется его двумерный спектр, который затем подвергается азимутальному усреднению. Азимутально-усредненный спектр представляет собой распределение частот в изображении и позволяет выявить частотные компоненты, наиболее подверженные влиянию бликов. На рисунке 2 представлены графики азимутально-усредненного спектра мощности обычного и атакованного дорожного знака.

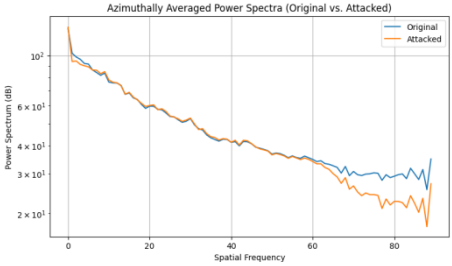


Рис. 2

Затем азимутально-усредненный спектр подвергается модификации. Сначала, происходит его обрезка, которая позволяет удалить высокочастотные компоненты и таким образом избавиться от искажений, вызванных бликами. Оставшаяся часть спектра аппроксимируется линейной функцией, а для частот, превышающих частоту обрезки, применяется экспоненциальный спад. Такой подход позволяет сохранить основные частотные характеристики изображения, в то же время подавляя шум и искажения.

В итоге на основе модифицированного азимутально-усредненного спектра восстанавливается изображение. Для этого применяется обратное преобразование Фурье, в котором используется информация о фазе исходного изображения, сохраненная до начала модификации [5]. В результате получается изображение, в котором подавлены высокочастотные компоненты, связанные с бликами, но при этом сохранена основная информация, необходимая для распознавания дорожного знака. На рисунке 3 представлены восстановленные на основе предложенного алгоритма обычное и атакованное изображения. Знак нейронной сетью и в том и другом случае определяется правильно.

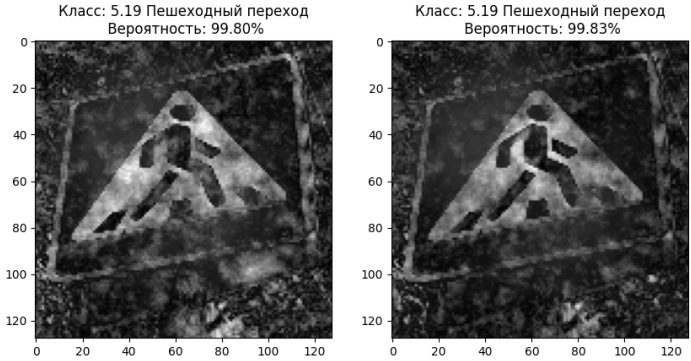


Рис. 3

Полученные результаты могут быть использованы для создания эффективных систем защиты от состязательных атак на знаки дорожного движения.

[1] Girdhar M., Hong J., Moore J. Cybersecurity of autonomous vehicles: A systematic literature review of adversarial attacks and defense models // IEEE Open Journal of Vehicular Technology. 2023. Vol. 4. P. 417.

[2] Hsiao T.-F., Huang B.-L., Ni Z.-X., Lin Y.-T., Shuai H.-H., Li Y.-H., Cheng W.-H. Natural Light Can Also be Dangerous: Traffic Sign Misinterpretation Under Adversarial Natural Light Attacks // Proceedings of the IEEE/CVF Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV). 2023.

[3] Шахуро В.И., Конушин А.С. Российская база изображений автодорожных знаков // Компьютерная оптика. 2016. Т. 40, № 2. С. 294.

[4] Никитенкова С.П. Применение закона Бенфорда в обнаружении deepfake-изображений // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. 2023. № 64. С. 128.

[5] Alieva T., Calvo M.L. Image reconstruction from amplitude-only and phase-only data in the fractional Fourier domain // Optics and Spectroscopy. 2003. Vol. 95. P. 110.

ОЦЕНКА СКРЫТНОСТИ РАБОТЫ РЛС, СОПРЯЖЕННОЙ СО СРЕДСТВОМ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ БОРТОВЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ, В УСЛОВИЯХ ПРИМЕНЕНИЯ ПРОТИВОРАДИОЛОКАЦИОННЫХ РАКЕТ

И.Н. Карельский, Л.Ю. Ротков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Перспективным направлением повышения эффективности современных активных РЛС является их информационное сопряжение со средствами пассивной локации (СПЛ), позволяющими определять координаты летательных аппаратов (ЛА) по источникам бортовых радиоизлучений [1].

Современные СПЛ, например, «Vera» и др. [2] способны обнаруживать и определять координаты большинства радиоизлучающих объектов на максимальных расстояниях, ограниченных только дальностью прямой видимости: $\boldsymbol{d}_{\text{спл}\ \boldsymbol{max}} = \boldsymbol{d}_{\text{пв}} = 4{,}12(\boldsymbol{h}_{\text{а спл}}^{1/2}+\boldsymbol{h}_{\text{ЛА}}^{1/2})$, где: $\boldsymbol{h}_{\text{а спл}}$ – высота антенны СПЛ; $\boldsymbol{h}_{\text{ЛА}}$ – высота полета ЛА. Ошибки измерения координат в СПЛ соизмеримы с ошибками радиолокатора в общей для РЛС и СПЛ рабочей зоне. Это дает возможность применения СПЛ как дополнительного информационного источника, обеспечивающего скрытную работу РЛС, в том числе и в условиях применения противорадиолокационных ракет (ПРР), запускаемых по РЛС с самолета-носителя (СН).

Целью исследования является оценка повышения скрытности работы обзорной РЛС ЗРК средней дальности за счет снижения времени излучения и излучаемой мощности РЛС при реализации активно-пассивного сопровождения СН ПРР.

Если любой ЛА, приближающийся к РЛС ЗРК, считать потенциальным СН ПРР, то можно рассмотреть дуэльную ситуацию между СН ПРР и РЛС ЗРК, в которой, в случае успешности этапа наведения друг на друга ракет, выигрыш останется за тем средством, которое обеспечит огневое поражение противника на большей дальности: $d_{\text{ПРР}} \gtrless d_{\text{рлс цу}}$, где: $d_{\text{ПРР}}$ – дальность пуска ПРР по РЛС ЗРК; $d_{\text{рлс цу}}$ – дальность выдачи целеуказания (ЦУ) с РЛС, обеспечивающей пуск зенитной управляемой ракеты (ЗУР) и поражение СН в заданных границах зоны поражения (ЗП).

Пуск ПРР с СН обеспечивает система радиотехнической разведки (РТР) сигналов РЛС, состоящая из самолетной бортовой аппаратуры РТР (БА РТР) и аппаратуры самонаведения ПРР (АСН). БА РТР обнаруживает, анализирует и распознает сигналы РЛС, при необходимости уточняет координаты места их излучения, после чего отправляет ЦУ по выбранной РЛС на АСН. В АСН происходит обнаружение и захват сигнала РЛС с последующим сопровождением ИРИ по угловым координатам как до момента пуска ПРР, так и в процессе её наведения на РЛС.

Если в дуэльной ситуации основными средствами СН, обнаруживающими все необходимые параметры поражаемой РЛС, считать БА РТР и приемник АСН, то пуск ПРР возможен по главному или боковым лепесткам (ГЛ или БЛ) диаграммы направленности (ДН) РЛС с дальности: $d_{\text{ПРР}} = d_{\text{ртр}\ max\ \text{АСН ГЛ(БЛ)}} - v_{\text{СН}}\left(t_{\text{рс}} + t_{\text{ок}}\right)$, где $d_{\text{ртр БА ГЛ(БЛ)}}$ – энергетическая дальность захвата сигнала РЛС в приемнике АСН по ГЛ или БЛ; $v_{\text{СН}}$ –скорость полета СН; $t_{\text{рс}}$ – время реакции системы РТР СН с момента появления

сигнала РЛС требуемой мощности на входе БА и до его захвата в АСН на сопровождение по угловым координатам; $t_{ок}$ – время затрачиваемое БА РТР на определение координат (ОК) поражаемой РЛС.

В общем случае требуемая дальность целеуказания (ЦУ) $d_{\text{рлс цу}}$ зависит от энергетической дальности обнаружения СН радиолокатором ($d_{\text{рлс }max}$): $d_{\text{рлс цу}} \le d_{\text{рлс }max}$. С учетом информации поступающей от СПЛ требуемую дальность, обеспечивающую поражение СН на дальней границе зоны поражения ЗРК ($d_{\text{зрк д}}$), можно определить из выражения: $d_{\text{рлс цу д}} = d_{\text{зрк д}} + v_{\text{СН}}(t_{\text{рлс}} + t_{\text{раб}} + t_{\text{д}})$, где: $t_{\text{рлс}}$ – время уточнения координат СН, полученных в РЛС по данным СПЛ; $t_{\text{раб}}$ – время реакции ЗРК на полученное от РЛС ЦУ; $t_{\text{д}} = d_{\text{зрк д}}/v_{\text{ЗУР}}$ – время полета ЗУР со скоростью $v_{\text{ЗУР}}$ на дальнюю границу ЗП. В том случае, если обнаружение цели в РЛС происходит на меньшей дальности, то она должна быть не менее чем $d_{\text{рлс цу б}} \ge d_{\text{зрк б}} + v_{\text{СН}}(t_{\text{рлс}} + t_{\text{раб}} + t_{\text{б}})$, где $d_{\text{зрк б}}$ – ближняя граница ЗП. На рис. 1 схематично показаны возможные рубежи обнаружения объектов и пуска ПРР и ЗУР.

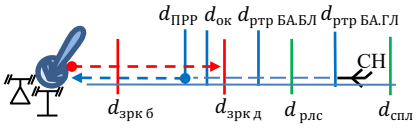


Рис. 1

При расчете максимальных (энергетических) дальностей обнаружения сигналов в РЛС и в бортовых средствах РТР учитывают вероятность правильного обнаружения сигнала на соответствующей дальности. Её можно определять по кривым обнаружения [3], задаваясь вероятностью ложной тревоги F, параметром обнаружения (коэффициентом различимости сигнала) q на уровне шумов радиоприемника, определяемых его пороговой чувствительностью ($P_{\text{пр мин}}$). Для заданной дальности d между источником сигнала и приемником эта вероятность определяется по формуле $D_{\text{обн}}(d) = Fexp[1/(1 + q^2(d)]$. Если принять значение мощности сигнала на входе радиоприемника $P_{\text{вх}} = qP_{\text{пр мин}}$, то для установленной вероятности $D_{\text{обн}}$, можно определить максимальные дальности в соответствии с уравнением радиолокации (1) для активной РЛС и уравнением радиосвязи (2) для БА РТР и АСН ПРР [3, 4]:

$$d_{\text{рлс }max} = \left(\frac{P_{\text{рлс}}\, G_{\text{рлс}}^2 \lambda^2 S_{\text{эфф}}}{(4\pi)^3 q_1\, P_{\text{пр.мин 1}}}\right)^{\frac{1}{4}}, \qquad (1)$$

$$d_{\text{ртр }max} = \frac{\lambda}{(4\pi)}\left(\frac{P_{\text{рлс}} G_{\text{рлс}} G_{\text{ртр}}}{q_2 P_{\text{пр.мин 2}} K_f}\gamma\right)^{\frac{1}{2}}. \qquad (2)$$

В формулах 1, 2: $P_{\text{рлс}}$ – мощность передатчика РЛС; $G_{\text{рлс}}$, $G_{\text{ртр}}$ – коэффициенты усиления антенн РЛС и РТР, соответственно; $S_{\text{эфф}}$ – эффективная поверхность рассеяния СН; $P_{\text{пр.мин 1}}$, $P_{\text{пр.мин 2}}$, q_1, q_2 – чувствительности и коэффициенты различимости для РПУ РЛС и РПУ РТР, соответственно; $\gamma \approx 0{,}25$ – коэффициент, учитывающий потери сигнала в линии передачи и несовпадение поляризаций антенн РЛС и РТР; $K_f =$

$\Delta f_{\text{ртр}}/\Delta f_{\text{с}}$ – коэффициент, учитывающий несогласованность полосы пропускания РПУ РТР $\Delta f_{\text{ртр}}$ и ширины спектра сигнала РЛС $\Delta f_{\text{с}}$, равный единице, если $\Delta f_{\text{ртр}} \le \Delta f_{\text{с}}$.

На рис. 2 приведены зависимости $d_{\text{рлс}\,max}$ и $d_{\text{ртр}\,max}$ от излучаемой мощности передатчика РЛС. При этом принималось: 1) Для РЛС: максимальная дальность обнаружения СН ($d_{\text{рлс}\,max}$) с $S_{\text{эфф}} = 3$ м^2 при максимальной мощности передатчика $P_{\text{рлс}\,max}$≈12,5 КВт составляет 120 км; $G_{\text{рлс}} = 40$ дБ; $\lambda = 0{,}1$м; $P_{\text{пр.мин 1}} = -140$ дБ/Вт; $q_1 = 10$; уровень БЛ ДН РЛС: -30 дБ и -35 дБ. 2) Для средств РТР СН (типовых) [5]: дальность обнаружения РЛС по ГЛ $d_{\text{ртр max (ГЛ)}} = d_{\text{пв}}$; БА РТР: $G_{\text{БА}} = 10$ дБ; $q_2 = 10$; $P_{\text{пр.мин БА}} = -110$ дБ/Вт; $K_f = 10$; АСН: $G_{\text{АСН}} = 7$ дБ; $q_2 = 10$; $P_{\text{пр.мин АСН}} = -100$ дБ/Вт; $K_f = 10$.

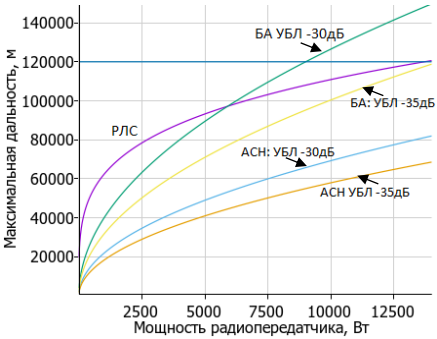


Рис. 2

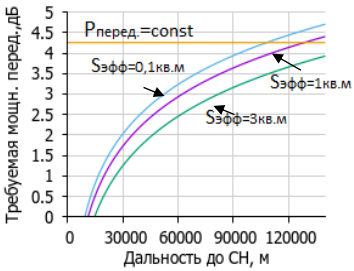


Рис. 3

Полученные результаты свидетельствуют о возможности снижения излучаемой мощности радиопередатчика в интересах повышения скрытности РЛС, до уровня, обеспечивающего своевременное ЦУ по данным СПЛ, если $d_{\text{рлс цу д}} < d_{\text{рлс}\,max}$. Регулировка требуемой мощности производится в соответствии с формулой:

$$P_{\text{рлс тр}}(d_{\text{спл}}) = (d_{\text{спл}})^4 (4\pi)^3 n_1 P_{\text{пр.мин 1}} / G_{\text{рлс}}^2 \lambda^2 S_{\text{эфф}} \qquad (3)$$

На рис. 3 показаны зависимости требуемой мощности от величин $d_{\text{спл}}$ и $S_{\text{эфф}}$ СН.

В целях повышения скрытности работы РЛС кроме регулировки мощности возможно полное выключение радиопередатчика на направлении СН и сопровождение СН только по данным СПЛ вплоть до дальности выдачи ЦУ ($d_{\text{рлс цу д}}$) с последующей работой передатчика в режиме мерцающего излучения (МРИ) [6].

В качестве показателя скрытности работы РЛС можно использовать отношение рубежей: $S = d_{\text{рлс цу}}/d_{\text{ППР}}$, равное единице при $d_{\text{рлс тр д}} \ge d_{\text{ППР}}$.

В таблице приведены результаты оценки показателя скрытности РЛС при ведении РТР с борта СН по ГЛ и БЛ ДН РЛС. Расчет рубежей $d_{\text{ППР}}$ и $d_{\text{рлс тр.}}$ производился для: СН с высотой полета $h_{\text{СН}}$ =5 км, $v_{\text{СН}}$=330 м/с; ППР AGM-88 HARM с $S_{\text{эфф}}$=0,07, средней скоростью полета 960 м/с и $d_{\text{ППР}\,max}$ =150 км. Время $t_{\text{рс}}$ при работе РЛС в режиме полного излучения составляет 15с, при МРИ 72с, Время $t_{\text{ок}}$=18с. Границы зон

поражения ЗРК для рассматриваемой высоты полета СН: $d_{\text{зрк б}}$=2,5 км и $d_{\text{зрк д}}$ =70 км, соответственно, Скорость полета ЗУР $v_{\text{ЗУР}}$=1000 м/с. [7].

Табл.

ДН РЛС	Режим сопр. СН	$d_{\text{спл}}$, ($d_{\text{ртр АСН}}$)	$d_{\text{рлс цу}}$, км	$d_{\text{ПРР}}$, км	S
ГЛ	Без СПЛ	300	12	150	0,08
ГЛ	С СПЛ	300	97	с ОК 71	1
ГЛ	С СПЛ	300	97	без ОК 92,5	1
ГЛ	С СПЛ+МРИ	300	97	без ОК 75,4	1
БЛ: -30дБ	Без СПЛ	$d_{\text{ртр АСН}} = 212$	97	150	0,65
БЛ: -30дБ	С СПЛ	$d_{\text{ртр АСН}} = 212$	97	без ОК 80	1

Выводы:

1) В случае если $d_{\text{ПРР}} > d_{\text{рлс}\,max}$ (РЛС обнаружена с СН на дальности $d_{\text{пв}}$) и отсутствует информация о СН от СПЛ, то РЛС производит обнаружение целей в штатном режиме с максимальной мощностью $P_{\text{рлс}\,max}$. СН не входит в зону обнаружения РЛС, а обнаружение ПРР в РЛС и её поражение ЗРК возможно только на малых дальностях, поэтому скрытность работы РЛС невысокая, а её живучесть завит от результатов стрельбы ЗРК по ПРР.
2) При наличии информации о дальности и скорости СН, поступающей от СПЛ, выход РЛС на излучение и захват СН на сопровождение производится только с дальности $d_{\text{рлс цу}}$ и при соответствующей этой дальности $P_{\text{рлс тр}}(d_{\text{спл}})$. При этом скрытность работы РЛС высокая, обеспечивающая упреждающее поражение СН.
3) Применение активно-пассивного режима сопровождения СН с регулировкой мощности передатчика РЛС снижает вероятность скрытного запуска ПРР по БЛ ДН РЛС с другого носителя, так как для такого запуска СН вынужден войти в зону гарантированного обнаружения РЛС и зону поражения ЗРК.

[1] Васильев А.В., Колбаско И.В. Применение пассивных и активно-пассивных радиолокационных средств в зенитных ракетных войсках. Журнал "Военная мысль" 2023. № 6. kz@redstar.ru
[2] https://vestnik.sibsutis.ru/jour/article/view/528/511
[3] Радиотехнические системы: / Ю. П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
[4] Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001. 456 с.
[5] Солонар А.С., Хмарский П.А., Мухаммедов Б.М. // Universum: технические науки: электрон. научн. журн. 2022. 10(103).
[6] Системы и средства радиоэлектронной борьбы: учеб, пособие / С. Н. Ермак и др. - Минск: БГУИР. 2019. 264 с.
[7] https://missilery.info/missile/bukm3

ВЫЯВЛЕНИЕ АНОМАЛИЙ СЕТЕВОГО ТРАФИКА

Е.Н. Кривина, А.А. Рябов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Проверка работы алгоритмов машинного обучения на синтезированных трафиках – популярная тема для исследований. Целью работы является исследование возможностей алгоритма Random Forest обнаруживать атаки в трафике реальной сети. Алгоритм Random Forest выбран, как показавший лучшие результаты при сравнении с другими алгоритмами [1].

По различным исследованиям, из трафика необходимо выделить 10-20 признаков (при небольшой вычислительной нагрузке), чтобы алгоритм показывал хорошие результаты обучения. В ряде экспериментов ключевыми признаками для классификации атак в наборе данных UNSW-NB15 часто являются: sbytes, dbytes, sttl, dttl, Sload, Dload, ct_srv_src, ct_state_ttl [2,3].

Для исследования работы модели из трафика реальной сети объемом 100000 пакетов составлен набор данных из 1959 потоков с 19 признаками. Для составления набора использовались встроенные функции библиотек языка Python.

Обучение и тестирование алгоритма проводилось на наборе данных UNSW-NB15, который включает в себя 2,5 млн. потоков. С помощью метода LabelEncoder значения признаков преобразованы в числовые значения. Пространство признаков в наборе данных UNSW-NB15 было сокращено с 49 до 19, соответствующих набору данных трафика реальной сети.

Набор поделен в соотношении 70/30, где большая часть шла на обучение алгоритма, а меньшая на его тестирование. Работа алгоритма оценивалась значением метрики «мера F1», являющейся средним гармоническим метрик precision и recall.

Идентификация аномалий в трафике происходила в два этапа. На первом этапе выделялись потоки с аномальными значениями, то есть алгоритм обнаруживал атаку. Второй этап заключался в определении категории атак. Обучение алгоритма проходило на каждом этапе. Значение «меры F1» составило 98,42% для первого этапа, и 88,28% для второго.

В задаче обнаружения атак в трафике реальной сети алгоритм классифицировал 20,16 % от общего числа потоков как аномальные. Обнаружено 3 категории атак, большую часть из которых составили Exploits (атаки, использующие известные уязвимости в программном обеспечении или протоколах).

Для анализа результатов работы алгоритма из набора, состоящего из аномальных потоков, необходимо восстановить трафик сети [4]. Восстановленный трафик содержал 71244 пакета. Проведен экспертный анализ трафика на предмет наличия атак. Экспертный анализ подтвердил наличие аномалии, схожей с DoS атакой.

Метод машинного обучения Random Forest продемонстрировал себя, как перспективный инструмент для выявления аномалий в сетевом трафике.

[1] Кривина Е.Н., Рябов А.А. // В кн.: Тр. XXVIII научн. конф. по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2024. С. 520.
[2] Nour M. // Military Communications and Information Systems Conference (MilCIS). 2015. P. 1.
[3] Nour M., Jill S. // 4th International Workshop on Building Analysis Datasets and Gathering Experience Returns for Security (BADGERS). 2016. P. 25.
[4] Berger G.O., Lasgouttes J.M. // Springer. 2020. P. 286.

АУТЕНТИФИКАЦИЯ НА ОСНОВНЕ АНАЛИЗА РИСКОВ

А.С. Летавин, С.П. Никитенкова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Несмотря на десятилетия усилий по замене паролей более безопасными альтернативами, они по-прежнему остаются основным методом аутентификации для большинства онлайн-сервисов. Таким образом, самая распространённая угроза безопасности любой информационной системы, это «взлом» пароля. Атаки с использованием подстановки учетных данных (credential stuffing) и распыления паролей (password spraying) автоматически вводят украденные учетные данные для входа (имя пользователя и пароль) в надежде, что пользователи повторно использовали их. Такие атаки можно масштабировать без особых усилий, поэтому они так популярны. Целевые методы подбора паролей (brute force) с использованием машинного обучения менее масштабируемы, но также эффективны. Двухфакторная аутентификация (2FA) является широко предлагаемой мерой для повышения безопасности учетной записи, но пользователи, как правило, отказываются от нее, если это не связано с доступом к конфиденциальным или финансовым данным. Двухфакторная аутентификация (2FA) повышает безопасность, но имеет и свои недостатки. Ключевые минусы включают необходимость в доверенном устройстве (часто телефоне), потенциальные задержки и проблемы с доступом при его потере, а также уязвимость некоторых методов 2FA, таких как SMS, к перехвату. Кроме того, 2FA может усложнять и замедлять процесс входа в систему.

Аутентификация на основе риска (Risk-Based Authentication) является решением, которое предпочтительнее 2FA во многих сценариях использования.

Захват учетной записи (взлом аккаунта) – это атака, при которой киберпреступник получает несанкционированный доступ к онлайн-аккаунту пользователя, используя украденные пароли и логины. Аутентификация на основе риска (RBA) оценивает, является ли вход в систему законным или является попыткой захвата учетной записи. RBA ликвидирует дополнительные шаги аутентификации для легитимных пользователей, позволяя им войти в онлайн-аккаунт без излишних проверок. Благодаря постоянному анализу различных показателей в режиме реального времени формируется динамическая оценка уровня риска. С высокой степенью уверенности она позволяет принять решение о предоставлении доступа к онлайн-аккаунту пользователя. Кроме того, RBA позволяет на раннем этапе обнаруживать подозрительную активность и потребовать от пользователя дополнительного подтверждения законности входа в учетную запись.

В работе разработан прототип системы аутентификации онлайн-сервиса на основе риска (RBA), использующей машинное обучение для динамической корректировки требований аутентификации. При обучении системы использовались данные аутентификации реальных пользователей на крупном онлайн-сервисе [1]. В исследуемый набор данных включены: время входа пользователя в онлайн-сервис, успешность авторизации, данные о типе устройства, операционной системе и браузере, идентификатор ASN; тип устройства (смартфон, компьютер и т.д.), геолокация (страна, город), Round Trip Time, время последнего входа пользователя в онлайн-сервис.

Риск S для отдельного пользователя u рассчитывался по формуле

$$S_u(FV) = \left(\prod_{k=1}^{d} \frac{p(FV_k)}{p(FV_k|u, legit)} \right) \frac{p(u|attack)}{p(u|legit)},$$

где FV_k (k=1..d) – перечисленный выше набор признаков,
$p(FV_k)$ – вероятность значения признака,
$p(FV_k|u,legit)$ – вероятность значения признака в истории входов в онлайн-аккаунт легитимного пользователя.

Вероятность $p(u|attack)$ оценивается на основе количества неудачных попыток входа пользователя [2]. Предполагается, что пользователи с большим количеством неудачных попыток входа, вероятно, подвергаются атакам с использованием учетных данных или паролей. Вычисленная по приведенной выше формуле «оценка риска» добавлялась в набор признаков. На основании «оценки риска» риск классифицируется как низкий, средний или высокий. При низком риске доступ пользователю предоставляется мгновенно. При среднем или высоком риске RBA может запросить дополнительную информацию для подтверждения заявленной личности или даже заблокировать доступ. Таким образом, запросы на дополнительную аутентификацию срабатывают только тогда, когда уровень риска оправдывает это, что обеспечивает баланс безопасности и удобства использования онлайн-сервиса.

Апробированы различные алгоритмы машинного обучения: метод опорных векторов, байесовская логистическая регрессия и альтернативное дерево решений. Метод опорных векторов продемонстрировал наибольшую точность обнаружения целевых попыток захвата аккаунта. Разработанный прототип системы аутентификации может использоваться в онлайн-сервисах, например, онлайн-торговых площадках.

[1] https://www.kaggle.com/datasets/dasgroup/rba-dataset
[2] Freeman D., Jain S., Dürmuth M., Biggio B., Giacinto G. Who Are You? A Statistical Approach to Measuring User Authenticity. 2016, In: NDSS ’16

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА И АНАЛИЗА КИБЕРУГРОЗ НА ОСНОВЕ GRAYLOG: ПОДХОД К ОБНАРУЖЕНИЮ АТАК ПУТЁМ РАЗРАБОТКИ КРИТЕРИЕВ ВАЖНОСТИ СОБЫТИЙ ИБ

А.С. Морев, В.А. Мокляков

ННГУ им. Н.И.Лобачевского

В условиях роста сложности кибератак эффективное выявление инцидентов ИБ критически зависит от качества критериев важности событий в SIEM-системах. Существующие решения страдают от избыточного шума (ложных срабатываний) из-за общих правил детектирования.

Цель работы — разработка и экспериментальная проверка работоспособности критериев важности событий ИБ на базе open-source платформы Graylog.

Для проведения эксперимента построен стенд (рис.) на базе виртуальной инфраструктуры, включающей следующие компоненты:

1) Graylog Server – центральный сервер для сбора, обработки и анализа логов. Размещён на ОС Linux (ReDOS).
2) Сервер DVWA (Damn Vulnerable Web Application) – специальное приложение с множеством Web – уязвимостей, для отработки навыков и понимания механизмов реализации атак. Размещён на ОС Ubuntu.

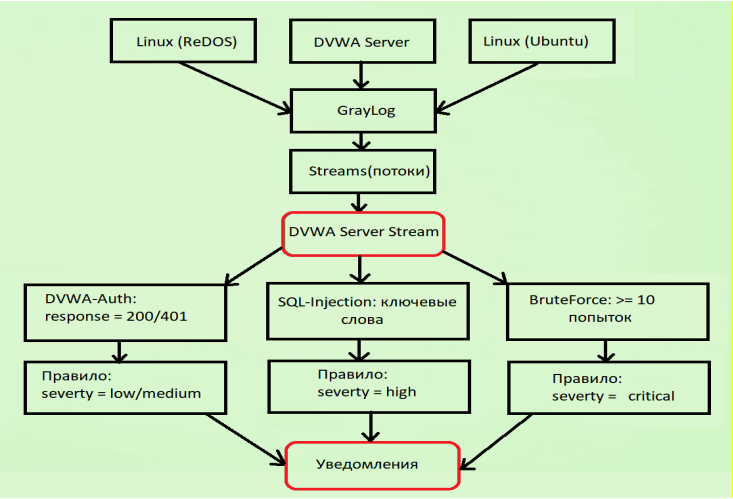


Рис.

Экспериментальный стенд позволяет исследовать следующие аспекты работы SIEM-систем:

- многоуровневый сбор данных;
- корреляция событий;
- моделирование атак и инцидентов;
- тестирование критериев важности и правил детектирования.

Критерий важности событий – это параметр, который определяет, насколько критично то или иное событие для безопасности системы. Определены 4 уровня важности (низкий, средний, высокий и критичный).

Разработаны критерии:

1) Критерий частоты – это количественная метрика, оценивающая как часто повторяется конкретное событие ИБ в заданный интервал времени. Основной критерий.
2) Источник событий (Source) – критерий характеризующий источник события (внутренний/внешний IP-адрес, использование анонимных сетей). Дополнительный критерий.
3) Контекст запроса – анализ контекста http-запросов предоставляет необходимую, но не достаточную для самостоятельной оценки информацию о потенциальных угрозах. В стандартных условиях критерий является дополнительным, но в жёстко регламентированных средах или при обнаружении явно враждебных запросов способен самостоятельной указать на критическую угрозу.
4) Уровень влияния на систему – критерий определён как основной, но его объективная оценка требует не только формальных признаков, но и профессиональной экспертной оценки.
5) Код ответа сервера – данный критерий был определён как дополнительный при оценке важности событий информационной безопасности, который приобретает диагностическую ценность только в сочетании с другими критериями важности.

Уровень важности события определяется степенью соответствия выявленного инцидента на основании значений 2-х основных и 3-х дополнительных критериев.

Экспериментальная проверка модели, реализованной на платформе Graylog, продемонстрировала практическую применимость предложенных решений.

[1] https://docs.graylog.org/
[2] https://github.com/digininja/DVWA/
[3] https://attack.mitre.org/
[4] https://redos.red-soft.ru/base/redos-7_3/7_3-administation/7_3-monitoring/7_3-graylog/
[5] https://www.ptsecurity.com/ru-ru/products/mpsiem/
[6] https://reestr.digital.gov.ru/
[7] https://docs.cntd.ru/document/1200057516
[8] https://www.junosnotes.com/linux/syslog-the-complete-system-administrator-guide/

ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СПУФИНГ АТАКАМ НА ОСНОВЕ МАСОК

А.А. Егорова, А.В. Никитин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Технологии распознавания лиц получили повсеместное распространение в мобильных платежных системах, системах доступа и идентификации благодаря удобству и высокой точности. Однако современные системы уязвимы к спуфинг-атакам: 3D-маски, видео подмены, фото и видео с макияжем могут быть использованы для подмены идентификационных данных. Для минимизации рисков с получением несанкционированного доступа в биометрических системах используются методы Face Anti-Spoofing (FAS), предотвращающие спуфинг-атаки [1].

В работе предложен подход с применением сверточных нейронных сетей для противодействия спуфинг атакам на основе масок в системах биометрической аутентификации. На основе сверточной нейронной сети разработана модель бинарной классификации легитимности пользователя, дополненная алгоритмами Retinex и Local Binary Patterns (LBP) для верификации «живости» лица и определения атаки.

Входное изображение обрабатывается нейронной сетью, которая вычисляет вероятность принадлежности к одному из классов: легитимный пользователь (аутентичное изображение лица) или нелегитимный пользователь. Выходные данные сети нормированы в диапазоне от 0 до 1. При превышении порогового значения вероятности легитимности к исходному изображению применяются дополнительные методы проверки на спуфинг.

Для исследования использовались фотографии из набора данных LFW [2] и специально собранного для работы набора из 150 изображений лиц. С помощью методов аугментаций количество изображений было увеличено до 830 изображений. Нейросеть обучалась на черно-белых изображениях формата 128 на 128 пикселей. Точность обнаружения легитимного пользователя при пороге уверенности в 0,75 составила 99%.

Проверка «живости» лица на изображении осуществляется с помощью вариационного алгоритма Retinex, также известного как алгоритм имитации человеческого зрения, который выделяет из изображения яркостную компоненту (illumination) и отраженную (reflectance) [3]. Идея разделения на компоненты заключается в том, что разные материалы отражают свет по-разному и, если возможно выделить отраженную компоненту из изображения и сравнить ее с отраженной компонентой настоящего лица, можно обнаружить спуфинг атаку с применением масок. Выходные данные представляют собой одномерный массив, в котором находятся значения количества пикселей с яркостью от 0 до 255.

Аналогично алгоритму Retinex, для верификации «живости» применяется оператор LBP, описывающий текстуры изображения. Принцип работы оператора заключается в построении бинарной матрицы путем последовательного сравнения интенсивности каждого пикселя с его восемью соседями [4]. Получаемые матрицы содержат бинарные массив поскольку обработке подвергаются изображения в градациях серого, где каждый пиксель описывается единственным значением интенсивности.

При анализе изображения аутентичного человеческого лица бинарная матрица яркостей пикселей отличается от матриц, сформированных при анализе изображений с

лицами, закрытыми физическими масками или распечатанными снимками лиц. Это обусловлено различиями в текстурных особенностях кожи, материалов масок и печатных изображений. Обнаруженные аномалии в распределении значений яркостей служат индикатором спуфинг-атаки. Выходные данные алгоритма представляют собой одномерный массив, где каждый элемент соответствует частоте встречаемости определенного кода. Формирование этих кодов происходит путем преобразования 8-битных бинарных массивов, полученных при анализе локальных текстур, в соответствующие десятичные значения.

На рис. 1 представлено распределение значений яркости, полученное при обработке аутентичного лица методом Retinex. На рис. 2 изображено аналогичное распределение для случая спуфинг-атаки с физической маской.

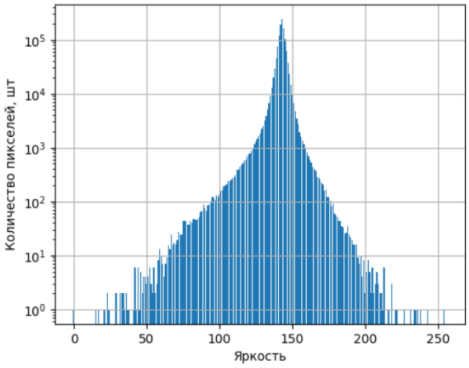


Рис. 1

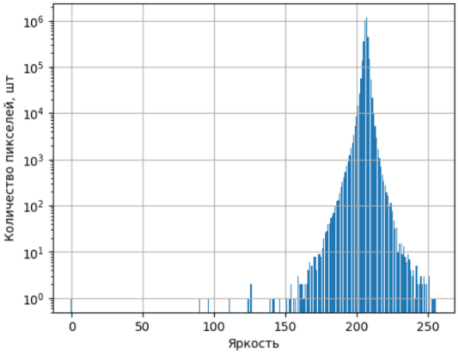


Рис. 2

Из приведенных рисунков видно, что для аутентичных лиц значения яркостей сосредоточены в диапазоне от 50 до 200. При использовании физических масок яркость смещена в область 180-250.

Далее для бинарной классификации изображений на наличие спуфинг-атаки используется метод опорных векторов (SVM), который принимает вектор признаков, полученный после обработки изображения алгоритмами Retinex и LBP.

Модель SVM обучена на данных CASIA-FASD [5], включающих в себя 3000 изображений спуфинг атак на основе масок и принт атак с использованием планшетов и плоских изображений. А также был создан собственных набор данных, включающий 120 изображений спуфинг атак на основе масок, расширенный с помощью аугментации до 960 изображений.

Для оценки модели использовались метрики Precision (точность), Recall (полнота) и F1-score (гармоническое среднее значение точности и полноты). Тестирование проводилось на выборке, включающей 13 изображений легитимных лиц и 12 образцов спуфинг-атак с использованием масок. Эти изображения не входили в обучающий набор нейронной сети. На тестовой выборке обученная модель достигла точности 80%, при этом было зафиксировано 3 ложноположительных случая - ошибочная классификация подлинных лиц как спуфинг-атак. Также была достигнута 100% полнота, корректно классифицированы все случаи спуфинг-атак без ложных пропусков. Значение F1-score составило 89%, что указывает на баланс между точностью и полнотой.

Применение сверточной нейронной сети позволило повысить точность детекции спуфинг-атак с использованием масок на 5% по сравнению с методами микротекстурного анализа [6] в системе верификации лиц.

[1] Yu Z. et al. // IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence. 2023. Vol. 45, no. 05. P. 5609.
[2] https://www.kaggle.com/datasets/jessicali9530/lfw-dataset
[3] Wang X., Li D., Yang W. // 5th Computer and Computing Technologies in Agriculture (CCTA). 2011. P. 399.
[4] Ahonen T., Hadid A., Pietikainen M. // IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2006. Vol. 28, no. 12. P. 5.
[5] Zhang Z. // Proceedings of 5th IAPR International Conference on Biometrics. // IEEE. 2012. P. 26.
[6] Kose N., Dugelay J.-L. Mask // Imageand Vision Computing. 2014. Vol. 32, no. 10. P. 779.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КОМПЕНСИРУЮЩИХ МЕР ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТАХ КИИ.

Р.Г. Нужный, Л.Ю. Ротков, В.А. Мокляков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Согласно Указам Президента Российской Федерации, с 1 января 2025 г. органам (организациям) запрещается использовать средства защиты информации, странами происхождения которых являются иностранные государства, совершающие в отношении Российской Федерации, российских юридических лиц и физических лиц недружественные действия, либо производителями которых являются организации, находящиеся под юрисдикцией таких иностранных государств, прямо или косвенно подконтрольные им либо аффилированные с ними, а также пользоваться сервисами (работами, услугами) по обеспечению информационной безопасности, предоставляемыми (выполняемыми, оказываемыми) этими организациями. Вместе с тем, запрещено к использованию иностранное программное обеспечение на значимых объектах критической информационной инфраструктуры, если иное не установлено федеральным законом.

Информационную инфраструктуру РФ, состоящую из объектов КИИ и сетей электросвязи, осуществляющих взаимодействие этих объектов, в целом можно представить, как большую распределенную сеть узлов с перетекающими между ними данными. Таким образом видно, что даже точечные успешные атаки (информационные воздействия) на узлы могут распространиться далеко за пределы атакованной части системы. И также видна необходимость в ранжировании по значимости отдельных частей/узлов системы для изолирования более значимых критических объектов от других в целях сохранения их работоспособности, когда другие окружающие его узлы сети уже атакованы злоумышленником. В этой связи, с повышением значимости возрастают требования к защите объекта в части применения организационных и технических мер, включающих необходимость внедрения средств защиты информации.

В связи с необходимостью использования отечественных сертифицированных программных продуктов и средств защиты, у владельцев информационных систем и сетей наметились пути постепенного ухода от иностранного ПО, и многие субъекты бизнеса, несмотря на значительные затраты и издержки, уже совершили значительный переход от ПО компании «Microsoft» и других корпораций на современные отечественные сертифицированные операционные системы и прикладное ПО, но в основном этот переход просматривается среди информационных систем, выполняющих стандартные задачи бизнеса, такие как финансовые, кадровые, производственные, бухгалтерские, расчетные операции, проектирование, разработка, моделирование, и прочее.

При этом на части производственных объектов машиностроения, атомной, химической, ядерной промышленности, медицинских и научных и других сфер, имеется ряд особенностей, не позволяющих применить отечественные программные средства в текущей конфигурации. Это связано в основном с отсутствием отечественных аналогов производственного оборудования, технических средств, программного обеспечения, обеспечивающего необходимое управление процессами на таком объекте. Случается, что для замены иностранного программного или программно-аппаратного модуля, интегрированного в крупный опасный производственный объект или иную конструкцию, требуется произвести сложные, в том числе строительные и монтажные работы, что

влечет за собой простой производственных процессов, потерю прибыли, штрафные санкции за невыполнение заказных государственных работ, репутационные и политические риски. Невозможность остановки производственного цикла некоторых производств также может быть вызвана рисками возникновения крупной аварии на опасном объекте, а также потерей или повреждением сырья, или выпускаемого продукта.

Искомый компромисс может состоять в том числе в поддержании существующей инфраструктуры, содержащей иностранные компоненты, но с применением компенсирующих мер защиты: наложенных средств защиты информации, физической защиты (охраны), защитных барьеров, средств экстренной ручной блокировки и останова процесса. Тогда владелец бизнеса может обойтись без остановки критически важного производства, что приоритетнее и дешевле, чем исключать риски полной остановкой цикла для замены оборудования и программного обеспечения, аналогов которого на отечественном рынке в данный момент нет, либо его невозможно приобрести за имеющиеся средства. Важно понимать, что использование иностранного программного обеспечения, равно как и отечественного, но не сертифицированного по требованиям информационной безопасности обязывает владельца информационных и неинформационных активов принимать все риски, связанные с утечкой конфиденциальной информации, ее уничтожением, подменой и модификацией, а также ущербы от последствий осуществления компьютерных атак на инфраструктуру субъекта, программные и программно-аппаратные средства. Вместе с тем, принимаются риски, связанные с наличием уязвимостей в устаревшем общесистемном и прикладном программном обеспечении, выпуск обновлений и поддержка которого уже не осуществляется производителем, либо приостановлена по причине санкционных запретов. Эти риски возникают так же из-за отсутствия возможности произвести замену на отечественный аналог или обновить программный продукт на версию, которая не содержит уязвимостей. Устаревшее ПО может не осуществлять в полной мере контроль доступа пользователей, шифрование, и другие защитные функции, однако даже при наличии возможности обновления, оно может спровоцировать каскадные сбои или отключения в других системах, которые довольно трудно предвидеть и предотвратить.

В случаях, когда требуется поддержание работоспособности системы, содержащей компоненты иностранного и/или уязвимого программного обеспечения, могут применяться следующие решения [1]:

- сегментация сети: позволяет отделить уязвимый объект логическим или физическим способом от других объектов при помощи коммутационного оборудования, требует непрерывного отслеживания нарушений доступа из открытой в изолированную сеть через разные сетевые интерфейсы;
- шифрование: позволяет при помощи современных алгоритмов шифрования и аутентификации создавать туннель между машинами, тогда как доступ вне туннеля заблокирован;
- микросегментация процессов: позволяет по возможности свести к минимуму процессы, обрабатываемые на уязвимой машине с учетом переноса большей части процессов на защищенные узлы;
- закрытый список приложений: позволяет на уязвимой машине разрешить к использованию только самые необходимые для работы программные средства, а остальные запретить;

- виртуализация: позволяет эксплуатировать уязвимое программное обеспечение поверх защищенной платформы с применением наложенных средств защиты, контроля доступа, а также песочниц и других решений внутри виртуальных машин;
- микросегментация сети: позволяет на прикладном уровне гибко конфигурировать потоки данных между приложениями в виртуальной среде;
- минимизация доступа и привилегий: позволяет при невозможности архитектуры ограничить доступ и привилегии, выполнить это административными мерами.

В случаях, когда требуется поддержание непрерывности производства на потенциально опасных объектах, и в целях снижения рисков от проведения атак и воздействий злоумышленников на конфиденциальную информацию, субъектами индивидуально могут применяться решения и компенсирующие меры в зависимости от сложности и опасности объекта, либо от степени конфиденциальности обрабатываемой и передаваемой по каналам связи информации. Некоторые из решений состоят в обеспечении своевременного противодействия угрозам за счет согласования времени получения информации от средств обнаружения, длительности задержки нарушителя физическими барьерами и времени выдвижения сил охраны к месту возникновения угрозы. Как правило, на критических объектах применяется комплексный системный подход: оценка безопасности объекта с учетом возможных рисков и прогнозируемого ущерба, разработка модели нарушителя и потенциальных угроз, тактико-экономическое обоснование, проектирование, поставка аппаратуры, строительство, монтаж, наладка, сдача комплекса под ключ [2]. В целом, защита с применением компенсирующих мер на потенциально опасных критических объектах сводится к:

- необходимости обеспечения физической защиты от вероятных внешних и внутренних угроз;
- зональному построению системы физической защиты, эшелонированию рубежей защиты, усилению защитных мер, как организационных, так и инженерно-технических, от периферии к центру;
- использованию специализированных средств для защиты информации, предаваемой по каналам связи, таких как средства однонаправленной передачи данных, средства шифрования, и других [3];
- использованию на особо опасных объектах средств физической или военизированной охраны, где невозможно полностью исключить влияние внутреннего или внешнего нарушителя;
- использованию систем автоматизированного сбора и обработки информации, поступающей от средств обнаружения, с возможностью подключения любого количества датчиков и осуществления необходимого количества процедур и тактик сдачи/приема под охрану;
- использованию средств защиты информации, в том числе программного комплекса для автоматического высокоточного обнаружения средств несанкционированного снятия информации.

Применение тех или иных защитных компенсирующих мер должно во всех случаях тщательно оцениваться в части влияния на систему или объект в целом.

[1] https://www.kaspersky.ru/blog/legacy-it-update-troubles-and-mitigations/35813/
[2] https://elib.biblioatom.ru/text/oruzhie-i-tehnologii-rossii_v14_2007/p588/
[3] Нужный Р.Г., Ротков Л.Ю., Мокляков В.А. // В кн.: Тр. XXVIII научной конференции по радиофизике (Нижний Новгород, 14—31 мая 2024 г.). – Нижний Новгород: ННГУ, 2024. С. 522.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ ПО РАДИОКАНАЛУ

О.В. Никитин, П.Е. Овчинников

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Описание задачи

При логическом объединении устройств в сеть часто возникает задача синхронизации часов, входящих в состав данных устройств. Если устройства подключены к локальной сети, то для решения задачи синхронизации часов используются сетевые протоколы синхронизации времени: NTP, PTP [1] и другие. Однако при непосредственном соединении двух устройств необходимо обеспечить только синхронизацию часов одного устройства относительно другого, для чего в этой работе разрабатывается упрощенный метод. С его помощью может осуществляться синхронизация часов, находящихся на значительном удалении друг от друга, в том числе на космических аппаратах. Схожая задача решается в системе TWSTFT [2], но предлагаемая в этой работе система обладает более простой структурой и опирается на технологии GPS.

Метод синхронизации

Метод синхронизации времени по радиоканалу основан на предположении о постоянстве времени передачи между синхронизируемыми устройствами. В худшем случае, за время проведения синхронизации задержки не должны измениться значительно, поскольку от этого зависит точность синхронизации. Метод предполагает двусторонний обмен радиосигналами, модулированными помехоустойчивым PRN-кодом по стандарту GPS C/A [3] и содержащими временные метки приёма и передачи.

На синхронизируемой станции формируется сигнал-запрос, содержащий метки времени для синхронизации, который затем отправляется по радиоканалу. На второй станции, где установлены эталонные часы, осуществляется приём сигнала и корреляционное демодуляция/декодирование с фиксацией времени прихода. Сразу же формируется сигнал-ответ, содержащий временные метки прихода сигнала-запроса и планируемого отправления сигнала-ответа. Он так же передаётся по радиоканалу и принимается синхронизируемой станцией, где фиксируется его время прихода. После успешного обмена сигналами на синхронизируемой станции оказывается четыре временные метки: время отправления и прихода сигнала-запроса (T_1 и T_2), время отправления и прибытия сигнала-ответа (T_3 и T_4). Зная эти четыре времени, можно вычислить задержку распространения (формула 1), полагая её одинаковой при передачах в обе стороны, и временной сдвиг между часами устройств (формула 2):

$$T_{roundtrip} = \frac{(T_3 - T_0) - (T_2 - T_1)}{2} \quad (1)$$

$$T_{offset} = \frac{(T_1 - T_0) + (T_2 - T_3)}{2}. \quad (2)$$

Для построения разрабатываемой системы синхронизируемые устройства должны обладать двусторонним радиоинтерфейсом для передачи и приёма радиосигналов, коррелятором для демодуляции/декодирования и уточнения времени прихода меток и

вычислителем временных задержек по меткам времени (микроконтроллером). Все эти компоненты уже присутствуют на большинстве устройств, требующих синхронизации.

Проверка метода

Чтобы проверить работоспособность метода, был проведён полунатурный эксперимент по синхронизации часов на удалённых станциях, обменивающихся сигналами по радиочастотному каналу. Эксперимент состоял в построении двух станций (персональных компьютеров), снабжённых устройствами программно определяемого радио (*Software Defined Radio — SDR*). Для отсчёта времени использовались часы, включенные в состав SDR. Было разработано специальное программное обеспечение с применением библиотек GNU Radio [4], реализующее вышеописанный метод синхронизации, которое затем было установлено на обеих станциях.

На синхронизируемой станции сигнал-запрос формируется программным образом, затем передаётся на устройство SDR для отправки в эфир. На второй стороне (станция с эталонными часами) устройство SDR осуществляет приём сигнала и отмечает время его прихода, а корреляционное демодуляция/декодирование производится программно. Затем сигнал-ответ аналогично передаётся в обратную сторону. После успешного обмена метками времени на синхронизируемой станции производится вычисление временного сдвига между часами устройств, а также проводится оценка задержек распространения.

Работоспособность предложенной системы была подтверждена в результате проведённого эксперимента. Получаемая в экспериментальной системе точность синхронизации линейно связана с шириной спектра передаваемых сигналов, что соответствует теории [5].

[1] Edison J. Measurement, Control, and Communication Using IEEE 1588. – Springer, 2006. 284 с.
[2] Banerjee P., Matsakis D. An Introduction to Modern Timekeeping and Time Transfer. – Springer, 2023. 303 с.
[3] https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200K.pdf
[4] https://gnuradio.org
[5] Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Советское радио, 2000. 800 с.

РАЗРАБОТКА НЕЙРОСЕТЕВОГО МОДУЛЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ВТОРЖЕНИЙ

А.А. Егорова, В.А. Павлушкин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Традиционные СОВ основаны на правилах (предустановленных фильтрах) и демонстрируют различную эффективность в зависимости от реализации. Например, некоторые СОВ показывают более высокую точность при выявлении атак на уровне хоста [1]. Обычно система обнаружения вторжений состоит из трех ключевых подсистем: сбора данных, анализа и вывода. Подсистема сбора данных отвечает за захват сетевого трафика, в подсистеме анализа декодируются данные и выявляются аномалии или признаки атак, а подсистема вывода генерирует уведомления об обнаружении аномалий и рекомендации о действиях, которые следует предпринять для реагирования на угрозы.

Современные исследования [2] указывают на необходимость применения комбинированных методов анализа в подсистемах обнаружения угроз, что обусловлено усложнением кибератак. Однако для управления несколькими алгоритмами детектирования может быть необходима реализация модульной архитектуры с четким функциональным разделением [3].

В работе представлен нейросетевой модуль, разработанный для системы обнаружения вторжений. В качестве базового алгоритма модуля используется самоорганизующаяся нейронная сеть, принимающая на вход вектор признаков, сформированный модулем декодирования. Обучение нейросети проводилось на наборе данных NSL-KDD, созданном исследователями из Университета Мельбурна (Австралия) в 2009 году для оценки эффективности СОВ [4]. Набор данных NSL-KDD содержит репрезентативную выборку записей сетевого трафика, классифицированных по признакам аномальной активности, включая атаки типов DoS, Probe, U2R и R2L.

Обнаружение аномалий происходит с помощью кластеризации данных о сетевой активности, часто реализуемой самоорганизующимися картами Кохонена [5]. Однако, стандартные методы требуют задания количества кластеров и переобучения при изменении топологии сети. Чтобы избежать этих проблем, для построения детектора аномалий предусматривается использование адаптивных нейросетевых алгоритмов кластеризации.

Основная идея подхода заключается в использовании системы обнаружения аномалий на основе нейронной сети, обучаемой исключительно на нормальном сетевом трафике. В процессе обучения сеть выявляет типичные паттерны и характеристики сетевой активности. Результатом обучения является формирование кластеров - групп данных, представляющих различные виды нормального трафика, не содержащего аномалий. В данном подходе применяются алгоритмы самоорганизующихся нейронных сетей, такие как Growing neural gas (GNG) [6] и его инкрементальная модификация (Incremental growing neural gas, IGNG), которые позволяют динамически формировать и адаптировать топологию кластеров в пространстве признаков нормального трафика.

Для каждого нового массива данных система рассчитывает евклидовы расстояния до всех центров кластеров. Если расстояние до ближайшего кластера не превышает заданного порога, трафик классифицируется как нормальный. При превышении

порогового значения 7,5 условных единиц (установленного экспериментально для нормализованных данных) для всех кластеров, данные маркируются как аномальные.

Тестирование модулей на алгоритмах GNG и IGNG проводилось в двух конфигурациях: с учетом и без учета информации о хостах. Для оценки работы модулей использовались две метрики обнаружения аномалий: процент обнаружения аномалий и процент ложных срабатываний.

Получено, что для модуля GNG без хостовой информации процент обнаружения аномалий составил 78.4% при проценте ложных срабатываний 36.9%. Использование информации о хостах в GNG привело к снижению процента обнаружения до 72.5% и увеличению процента ложных срабатываний до 47.7%. Модули на основе алгоритма IGNG продемонстрировали значительно более низкую производительность: без хостовой информации – 26.8% обнаружения при 17.3% ложных срабатываний, а с хостовой информацией – 27.0% и 20.8% соответственно.

Таким образом, модули на основе алгоритма GNG обладают более высокой чувствительностью к аномалиям – точность обнаружения в 2.7-2.9 раза превышает аналогичный показатель для IGNG. Использование информации о хостах оказывает минимальное влияние на точность обнаружения аномалий в модулях с алгоритмом IGNG. Для GNG использование таких данных приводит к снижению точности и увеличению числа ложных срабатываний.

Для достижения наилучшего соотношения между точностью обнаружения угроз и минимизацией ложных срабатываний предпочтительным представляется выбор алгоритма GNG с последующей настройкой параметров модели, учитывающей специфику расширенного признакового пространства.

В рамках совершенствования модуля планируется оптимизация состава признаков в наборе данных для выявления наиболее информативных и исключения избыточных.

[1] Надейкина В.С., Маслова М.А. Анализ систем обнаружения и предотвращения вторжения с открытым кодом для интеграции с отечественными операционными системами // Научный результат. Информационные технологии. 2024. Т. 9, № 2. С. 41.
[2] Depren O., Topallar M., Anarim E. et al. An intelligent intrusion detection system (IDS) for anomaly and misuse detection in computer networks // Expert systems with Applications. 2005. Vol. 29, no. 4. P. 713.
[3] Nguyen T.T. et al. Modular Design Principles for Modern IDS // Computers & Security. 2023. Vol. 124. P. 102964.
[4] https://github.com/Jehuty4949/NSL_KDD/tree/master
[5] Анисимова Э.С. Самоорганизующиеся карты Кохонена в задачах кластеризации // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. 2014. № 9. С. 2.
[6] Муравьев А.С., Белоусов А.А. Модифицированный алгоритм растущего нейронного газа применительно к задаче классификации // Вестник науки Сибири. 2014. № 4. С. 105.

АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ СИГНАТУРНЫХ И ML-ИНТЕГРИРОВАННЫХ SIEM-СИСТЕМ

А.А. Егорова, И.Н. Шабалин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В эпоху цифровой трансформации, когда киберугрозы становятся все более изощренными и сложными, вопрос эффективного мониторинга безопасности информационных систем выходит на первый план. Актуальность темы исследования обусловлена стремительным ростом количества и качества кибератак, которые ежегодно наносят многомиллиардный ущерб предприятиям по всему миру. Согласно последним исследованиям Cybersecurity Ventures, глобальные потери от киберпреступности к концу 2025 года могут достичь 10,5 триллионов долларов США [1], что делает проблему выбора оптимальных средств защиты критически важной для организаций любого масштаба.

Цель работы заключается в проведении сравнительного анализа двух принципиально разных подходов к обнаружению угроз информационной безопасности: традиционных SIEM-систем, основанных на детерминированных правилах, и современных решений, использующих методы искусственного интеллекта и машинного обучения [2]. В рамках исследования рассмотрена реализация SIEM-системы с ИИ-компонентами, проведено ее тестирование на различных типах угроз и выполнено сравнение с классическими подходами по ряду показателей.

Традиционные SIEM-системы, основанные на сигнатурах, обладают некоторыми ограничениями [3]:

- неспособность обнаруживать неизвестные угрозы (zero-day);
- сложность развёртывания системы;
- трудоемкость поддержки и обновления правил.

Решения с машинным обучением позволяют автоматизировать анализ данных, обнаруживать аномалии и адаптироваться к новым угрозам [4].

Реализованная система основана на микросервисной архитектуре. Сервисы взаимодействуют между собой синхронно. Система включает в себя следующие сервисы:

- Сервис сборки данных выполняет функцию сбора данных.
- Сервис обработки данных выполняет функцию преобразования неструктурированных данных в структурированный формат, включая очистку, извлечение признаков и обработку ошибок.
- Сервис машинного обучения выполняет функцию инициализации моделей для дальнейшего анализа событий. Для обнаружения аномалий в трафике применяется модель Isolation Forest, а для классификации угроз используется алгоритм Gradient Boosting.
- Сервис оповещений выполняет функцию создания оповещений о потенциально опасных событиях.
- Сервис аналитики выполняет функцию анализа трафика, вычисления метрик точности обнаружения, классификации аномалий и статистики наиболее опасных срабатываний за день.
- Сервис хранения данных выполняет функцию хранения полученных данных и результатов анализа.

- Веб-интерфейс выполняет функцию отображения данных, предоставления пользователю возможность взаимодействия с системой.

Для оценки систем использовались метрики:

- точность, описывающая соотношение правильно обнаруженных событий, к сумме обнаруженных с ложно-обнаруженными;
- мера F1, описывающая соотношение произведения точности и полноты, к их сумме.

Сравнение созданной системы проводилось с одной из самых популярных на рынке SIEM-систем ArcSight версии 2021.1.

Включение методов машинного обучения в SIEM позволило повысить точность обнаружения событий на 14% по сравнению с сигнатурным подходом (с 75% до 89%). Для категорий угроз Bruteforce и DDoS получены значения показателя F1-меры 0.94 и 0.89 соответственно, что на 22 и 4% выше, чем у ArcSight. Кроме того, SIEM с ML показало снижение количества ложных срабатываний на 35% в сравнении с ArcSight. Таким образом, проведенное тестирование продемонстрировало преимущество ML-интегрированной SIEM-системы перед традиционными решениями, реализованными в ArcSight.

Для тестирования выбраны два примера сложных угроз: эскалация привилегий (Event ID 4732 - повышение привилегий) и попытки подбора паролей (Event ID 4625 - неуспешная аутентификация). При обработке трафика с указанными типами атак, в веб-интерфейсе системы представлены следующие параметры: идентификатор, дата и время обработки пакета, дата и время создания пакета, идентификатор события, тип события, ip-адрес источника, категория события, тип атаки, точность обнаружения и комментарий. Для визуального выделения аномалий в SIEM используется цветовое кодирование: красный для критических угроз, розовый для опасных угроз. Система корректно идентифицировала выбранные угрозы и добавила в поле комментария соответствующие описания: «Privilege escalation: unknown added to privileged group by [IP]» и «Multiple failed logins for unknown from [IP]».

К преимуществам разработанной SIEM-системы с сервисом машинного обучения относятся: возможность обнаружения неизвестных угроз через анализ аномалий и поведенческих паттернов; снижение нагрузки на аналитиков безопасности вследствие уменьшения ложных срабатываний; масштабируемость архитектуры, обеспечиваемую микросервисным подходом.

Перспективные направления развития системы: переход от локального хранилища к распределенным решениям (таким как S3 и Elasticsearch) для обработки больших объемов данных через интеграцию с облачными сервисами; внедрение методов визуализации решений моделей (XAI-технологий) для упрощения анализа инцидентов; и автоматизацию реагирования на инциденты посредством блокировки подозрительных IP-адресов или изоляции скомпрометированных узлов через интеграцию с SOAR-платформами.

[1] Langlois P., Pinto A., Hylender D., Widup S. // Verizon. 2023. P. 89.

[2] Jacobs A.S., Ferreira R.A., Beltiukov R., Willinger W., Gupta A., Granville L.Z. // CCS '22: 2022 ACM SIGSAC Conference on Computer and Communications Security. 2022. P. 15.
[3] Ullah K., Rashid I., Afzal H., Iqbal W., Bangash Y.A., Abbas H. // IEEE Communications Surveys & Tutorials. Vol. 10, no. 1109. P. 36.
[4] Sheeraz M., Paracha M.A., Ul Haque M., Durad M.H., Mohsin S.M., Shahab S., Mosavi A. Effective // Human-centric computing and Information Sciences. 2023. Vol. 13. P. 19.

ОБНАРУЖЕНИЕ СЕТЕВЫХ АНОМАЛИЙ В РЕАЛЬНОМ ТРАФИКЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ RANDOM FOREST

А.А. Софронов, А.А. Рябов, А.А. Горбунов, Л.Ю. Ротков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В условиях растущих киберугроз и увеличения объемов сетевого трафика, задача обнаружения подозрительной активности становится критически важной для обеспечения информационной безопасности. Традиционные методы сигнатурного анализа часто оказываются недостаточными для выявления новых типов атак и аномалий. В этом контексте машинное обучение, и, в частности, алгоритм Random Forest, предоставляет мощный инструмент для создания интеллектуальных систем обнаружения вторжений.

В работе рассмотрена следующая реализация ансамблевого алгоритма Random Forest. Формирование модели делиться на 2 этапа обучение и тестирование. В процессе обучения алгоритма строится множества независимых деревьев решений. Каждое дерево выстраиваться на случайной выборке признаков датасета. Количество признаков определяет количество узлов, содержащихся в дереве решений. Распределение признаков по узлам происходит случайным образом. Для каждого из выбранных признаков подбираются все возможные варианты разбиения (например, разные пороги для числового признака). Для каждого варианта вычисляется качество разбиения по критерию Джини [1], после среди всех признаков и порогов выбираем те, которые дают наилучшие результаты предсказывания целевого результата и выстраивается уникальный путь, ведущий от вершины к листу дерева с итоговым предсказанием. После обучения каждого отдельного дерева выполняется их объединение в ансамбль «лес», где конечное решение принимается на основе большего количества одинаковых предсказаний на тот или иной класс потока. Такой подход позволяет получить итоговую модель, обладающую высокой точностью и устойчивостью к переобучению за счёт уменьшения влияния ошибок отдельных деревьев.

Для достижения наибольшей точности модели на реальных задачах требуется провести подбор гиперпараметров с помощью python функции GridSearchCV. Задача данного алгоритма подобрать такие параметры при котором значений ROC-кривой будет наивысшим. ROG-кривая (Receiver Operating Characteristic, ROC-curve) — это график, который показывает, как меняется соотношение истинно положительных и ложноположительных результатов для бинарного классификатора при разном пороге принятия решения. Высокий показатель кривой свидетельствует о том, что модель корректно разделяет классы и сводит к минимуму ложные срабатывания.

Для повышения производительности модели в реальных задачах необходимо сократить признаковое пространство. Для определения важности признаков использован алгоритм Random Forest с критерием Джини [1]. Степень корреляции признаков рассчитана по Пирсону. Произведя расчет корреляции Пирсона, удалось определить наиболее коррелирующие между собой пары признаков.

Разработанная модель Random Forest продемонстрировала высокую эффективность в задаче обнаружения сетевых вторжений на тестовом наборе данных UNSW-NB15 в котором количество признаков было сокращено с 49 до 32, показала точность предсказаний в 94.2%. При значениях precision (95.5%) и recall (93.9%) указывают на

сбалансированную производительность: высокая точность минимизирует ложные срабатывания, а уровень полноты обеспечивает обнаружение большинства реальных атак. F1-мера 94.7% подтверждает оптимальный баланс между метриками, а площадь под ROC-кривой 98.9% демонстрирует способность модели успешно различать виды потоков. Анализ матрицы ошибок показывает, что 7021 случая нормального трафика (94,6%) и 8495 случаев атак (93,9%) в эксперименте идентифицированы корректно, количество ложных классификаций низким — ошибочно отнесены к нормальному трафику 397 случаев (5,4%), а атак — 554 случая (6,1%).

Для эксперимента данные трафика реальной сети предварительно подготавливались специально разработанным обработчиком, использующим библиотеку «tshark» языка Python.

Применение модели Random Forest к реальному сетевому трафику показало, что система обладает способностью обнаруживать аномалии и потенциальные угрозы. На различных выборках установлено, что в выборке из 50 строк из 10 срабатываний: 3 реальные угрозы 7 ложные, при 250 строк из 20 срабатываний: 8 реальные угрозы 12 ложные, при 500 строк из 65 срабатываний: 15 реальные угрозы 40 ложные. Эти результаты свидетельствуют о способности системы обнаруживать вредоносную активность; однако высокий процент ложных срабатываний указывает на необходимость ручной проверки обнаруженных инцидентов. Уменьшение ложных срабатываний может быть достигнуто обучением модели на трафике исследуемой сети.

[1] Breiman L. Random forests // Machine Learning. 2001. Vol. 45, no. 1. P. 5. DOI: 10.1023/A:1010933404324.
[2] https://www.unsw.adfa.edu.au/unsw-canberra-cyber/cybersecurity/ADFA-NB15-Datasets/
[3] https://statistics.laerd.com/spss-tutorials/pearson-correlation-using-spss-statistics.php

АНАЛИЗ ЗАЩИЩЕННОСТИ WEB-ПРИЛОЖЕНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ GRAPHQL API

Р.А. Васильев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Общие положения

Технология GraphQL, являясь относительно новым подходом к построению API, активно набирает популярность среди разработчиков web-приложений. Данный подход был предложен компанией Facebook в качестве альтернативы архитектурным принципам REST, направленной на решение проблем, связанных с этим подходом [1].

Ключевой особенностью GraphQL является перенос формирования структуры запроса к API на сторону клиента, то есть клиент сам определяет какие конкретно данные в ответе должен возвращать сервер. Это предоставляет исключительную гибкость и декларативность при формировании запросов, в отличии от строго определенного на сервере REST API, а также решает проблемы избыточности данных в ответе сервера (over-fetching), или недостатка данных при обращении к связанным ресурсам (under-fetching). В том числе GraphQL API имеет единственную конечную точку для запросов, что обеспечивает более легкую поддержку и расширение функционала сервера, а также является более удобным способом взаимодействия с клиентом, которому нужно иметь только один адрес для доступа ко всем ресурсам. Еще одной отличительной чертой GraphQL является возможность совершать несколько операций над данными в рамках одного HTTP запроса, в свою очередь в REST API для совершения каждой операции нужно отправлять отдельный, соответствующий ей запрос. Именно благодаря этим преимуществам современные компании либо создают и развивают параллельно с имеющимся REST API дополнительный ресурс, использующий GraphQL, либо полностью переходят на новую технологию в своих проектах [2-4].

Описанные особенности технологии реализуются посредством основных архитектурных компонентов: схемы, запросов, мутаций и подписок.

Схема является основой для GraphQL API, она определяет структуру данных, типы и возможные операции, которые клиент может выполнять, тем самым обеспечивая согласованность в передаче и обработке данных между клиентом и сервером. Схема определяется на стороне сервера, а клиент получает данные о схеме с помощью функции интроспекции. Интроспекция позволяет получить всю метаинформацию и информацию о возможностях API, эта функция используется в процессе разработки для автоматической генерации запросов и документации, при предоставлении общего доступа к программному продукту данную функцию рекомендуется отключать [5].

Запросы, мутации и подписки представляют из себя операции для работы с данными. Запросы используются для извлечения данных с сервера, в них указываются параметры, требующиеся сущности, их конкретные поля, а также связи с другими сущностями, если требуется извлечь сложную структуру данных с вложенными значениями. Мутации используются для операций, изменяющих состояние данных на сервере: добавление, удаление и изменение, в своем ответе они возвращают указанные клиентом поля измененных сущностей [6].

Подписки в GraphQL используются клиентом для получения уведомлений о измененных данных на сервере, таким образом реализуется передача данных в реальном времени без периодических дополнительных запросов, что отвечает требованиям современных web-приложений [7].

Теоретический анализ

Исходя из описания основных принципов GraphQL, можно сделать вывод, что взаимодействие клиента и сервера более гибкое, чем в REST-подходе. Эта гибкость достигается за счет делегирования некоторых функций сервера клиенту, что с одной стороны дает преимущество для эффективного взаимодействия, но с другой стороны подвергает систему опасности за счет расширенных полномочий на клиенте.

Вместе с эволюцией принципов построения API, развитие получили и способы атак на информационные системы. На первый взгляд, список возможных атак на GraphQL достаточно стандартный для любых web-сервисов: инъекционные атаки, эксплуатация уязвимостей в механизмах авторизации и DoS-атаки, но при подробном рассмотрении становится понятно, что злоумышленники успешно эксплуатируют особенности новой технологии. Особое внимание стоит уделить именно DoS-атакам, так как механизмы их проведения полностью задействуют специфические свойства системы.

Классическая DoS-атака на web-приложение представляет из себя загрузку ресурсов сервера путем отправки множества запросов, с целью вывести систему из строя. Подобный тип атак легко обнаруживается с помощью разных систем информационной безопасности (WAF, RASP, SIEM и др.), но не в случае использования GraphQL. Как было отмечено ранее, GraphQL позволяет упаковывать несколько операций в один HTTP-запрос, что делает атаку практически незаметной для стандартных систем информационной безопасности. На данной уязвимости основывается атака «Query Butching» представляющая из себя набор из одинаковых запросов, выполняющихся в рамках одной операции. Еще один способ вывести сервер из строя, эксплуатируя особенности GraphQl – это использование вложенных запросов. Возможность получения в одном запросе связанных сущностей в виде вложенной структуры позволяет злоумышленникам писать запросы, где сущности будут ссылаться друг на друга рекурсивно. Такие запросы создают ресурсоемкие операции на стороне сервера, что может привести к его перегрузке и снижению доступности системы [8,9].

Экспериментальные исследования

Для тестирования на уязвимость выбрана собственная разрабатываемая система по управлению электронным обучением [10]. Серверная часть состоит из базы данных MySQl и Node.js приложения, использующего GraphQL для связи с клиентом. В каждой таблице базы данных присутствует от 1 до 3 записей для тестирования. Данное GraphQL API будет тестироваться на предмет уязвимости DoS атакам типа «Query butching» и глубинных запросов, по алгоритму, представленному на рисунке.

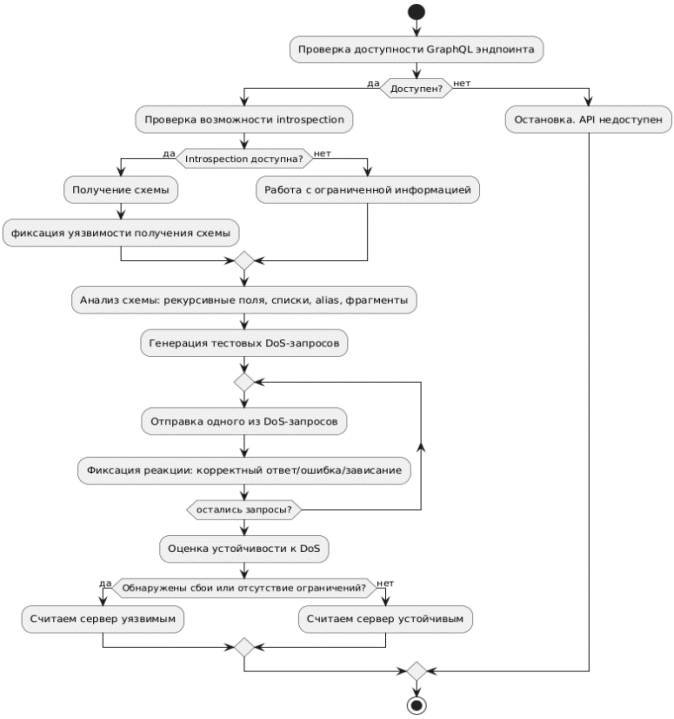


Рис.

Выводы

В ходе эксперимента имитированы DoS-атаки двух типов, характерных для GraphQl с различными размерами запросов.

Для проведения «Query butching» атаки было создано 4 запроса с разным количеством операций: 1 операция (стандартный сценарий использования), 20 операций, 50 операций и 100 операций. Тестирование показало увеличение времени ответа в зависимости от количества операций, минимальное значение-10 миллисекунд, максимальное-131 миллисекунда, что говорит о возрастающей нагрузке на сервер и отсутствии ограничений на выполнение одинаковых операций.

Для атаки с вложенными полями было создано 3 запроса с разными уровнями вложенностями: 1 уровень (стандартный сценарий использования), 20 уровней и 40 уровней. Время выполнения запросов возрастало от 6-10 миллисекунд до 64-281 миллисекунды, а при последовательной отправке 5 запросов с уровнем вложенности 40, система перестала отвечать, в связи с переполнением сетевого стека, то есть успешно был вызван отказ в обслуживании.

[1] Игнатьев А.Ю. Обзор технологии GraphQL // Молодой ученый. 2019. № 15. С. 22.

[2] Diyasa G.S.M. et al. Comparative analysis of rest and graphql technology on nodejs-based api development // Nusantara Science and Technology Proceedings. 2021. P. 43.
[3] Brito G., Valente M.T. REST vs GraphQL: A controlled experiment // 2020 IEEE international conference on software architecture (ICSA). IEEE. 2020. P. 81.
[4] Ковалев В. В., Храмков В. В., Семенова Е. И. Актуальность использования архитектуры REST для обмена данными между клиент-серверными приложениями // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. 2019. Т. 2. С. 339.
[5] Quina-Mera A. et al. GraphQL: A systematic mapping study // ACM Computing Surveys. 2023. Vol. 55, no. 10. P. 1.
[6] Li H. et al. Ontology-based GraphQL server generation for data access and data integration //Semantic Web. 2024. no. 1. P. 1.
[7] Hartig O., Perez J. Semantics and complexity of GraphQL // Proceedings of the 2018 World Wide Web Conference. 2018. P. 1155.
[8] https://cheatsheetseries.owasp.org/cheatsheets/GraphQL_Cheat_Sheet.html
[9] McFadden S. et al. Wendigo: Deep Reinforcement Learning for Denial-of-Service Query Discovery in GraphQL // IEEE Workshop on Deep Learning Security and Privacy (DLSP). 2024.
[10] https://github.com/kospud/grecords-academy

Секция «Информационные системы.
Средства, технологии, безопасность»

Заседание секции проводилось 20 мая 2025 г.
Председатель – Л.Ю. Ротков, секретарь – А.А. Рябов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ И ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ»

Председатель – А.Л. Умнов, секретарь – С.Б. Сурова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ИССЛЕДОВАНИЯ И СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЭКОЛОГИЧЕСКОМ И ИНТЕНСИВНОМ ЗЕМЛЕДЕЛИИ

А.В. Желтов

ООО «ТИМВЕРА»

Долгосрочные исследования эффективности органического земледелия

Современные научные исследования подтверждают высокую эффективность органических систем земледелия. Долгосрочное исследование, проведённое в Боннском университете в течение более 20 лет на растениях ячменя, продемонстрировало адаптацию генетического материала растений к условиям органического земледелия. Исследователи сравнивали традиционные методы ведения сельского хозяйства с органическими на двух соседних полях, используя одинаковые почвенные и климатические условия.

Уникальное полевое испытание DOK в Швейцарии, продолжающееся с 1978 года, показало, что органические системы земледелия обеспечивают 85% от обычного урожая при значительных экологических преимуществах. Органические почвы содержат на 16% больше гумуса и до 83% более активные почвенные организмы, что положительно сказывается на структуре почвы. Биодинамическая система земледелия показала наилучшие результаты по плодородию почвы, содержанию гумуса и воздействию на климат.

Современные методы анализа почвенной микробиологии. Метагеномные технологии в почвоведении

Метагеномика – революционный подход к изучению почвенных микроорганизмов, позволяющий анализировать генетический материал всех членов микробного сообщества. Метагеномный анализ определяет статус микробиоты и позволяет оценивать биомаркеры для сравнения состава микробиома. Современные технологии высокопроизводительного секвенирования позволяют анализировать крупные объёмы генетической информации.

Развитие «мета-омик» включает исследование метагенома, метапротеома и метаметаболома почв – пулов ДНК, РНК, белков и метаболитов, содержащихся в почве. Метагеномика определяет потенциальные свойства и функции целого сообщества микроорганизмов. Анализ ферментативной активности позволяет оценивать интенсивность биохимических процессов в почве.

Ферментативная активность как показатель здоровья почвы

Ферментативная активность почвы – важнейший показатель её здоровья и плодородия. Ферменты участвуют в разложении органических остатков, образовании гумуса, фиксации азота и формировании защитных механизмов почвы. Оптимальная температура для большинства ферментов почвы составляет 20–30 °C, а оптимальный pH – 6,0–7,0.

Все ферменты классифицированы в шесть основных классов: оксидоредуктазы, трансферазы, гидролазы, лиазы, изомеразы и лигазы. Содержание органического

вещества, температура, влажность и pH почвы – основные факторы, влияющие на ферментативную активность.

Инновационные технологии в современном земледелии. Точное земледелие и цифровые технологии

Точное земледелие – принцип гибкого управления технологиями выращивания сельскохозяйственных культур для получения максимального урожая наилучшего качества. Угодья оценивают и обрабатывают не гектарами, а отдельными участками земли с учётом неоднородности всходов, вегетации, влажности и продуктивности почвы.

Современные агротехнологии включают географические информационные системы GIS, системы глобального позиционирования GPS, дистанционное зондирование земли и технологии оценки урожайности. Эти технологии обеспечивают фермерам возможность с высокой точностью выполнять полевые работы, что способствует повышению урожайности и снижению затрат.

Умное сельское хозяйство и IoT-технологии

Умное сельское хозяйство основано на внедрении IoT, датчиков, БПЛА, GPS и автоматизирующих систем в процесс получения сельскохозяйственной продукции. Smart-датчики измеряют влажность и температуру почвы, объёмное содержание воды в почве, температуру, влажность и давление воздуха. Беспроводные датчики используют нелицензируемую сеть LoRaWAN для передачи данных с полей.

Искусственный интеллект в сельском хозяйстве позволяет оптимизировать производство и улучшить качество продукции. Компьютерное зрение позволяет с высокой точностью выявлять признаки заболеваний растений, автоматически отбирать зрелые плоды и классифицировать сорняки.

Биологические методы защиты растений и управления плодородием. Современные биологические средства защиты

Биологические методы защиты растений основаны на использовании естественных врагов сельскохозяйственных вредителей – энтомофагов. Наибольшую известность получил метод «наводнения» с использованием насекомых из рода трихограмма. Каждая самка трихограммы может отложить до 40 яиц, период развития которых составляет около 20 дней.

Современные биологические средства включают хищных клещей, полезных нематод и микроорганизмы. В США биологический метод защиты используется на 8% посевных площадей, а в Китае применение биологических средств позволило снизить использование химических пестицидов при возделывании хлопка на 90%.

Микоризные технологии и биологическая фиксация азота

Микориза – эволюционно сложившийся симбиоз между грибом и корнем растения. Микоризные симбиозы способствуют улучшению питания растений и повышению их устойчивости к неблагоприятным условиям. Использование микоризных инокулянтов увеличивает усвоение питательных веществ растениями на 30%.

Азотфиксация – важный сельскохозяйственный процесс, позволяющий трансформировать атмосферный азот в доступные для растений формы. Биологическая азотфиксация – более экономичный и экологичный вариант по сравнению с внесением минеральных удобрений. Азотфиксирующие культуры предотвращают эрозию почвы, повышают плодородие при использовании в качестве сидератов и удерживают влагу в грунте.

No-Till и минимальная обработка почвы

No-Till технология предполагает нулевое или минимальное нарушение почвенного покрова. Особенности концепции нулевой культивации включают минимальное нарушение почвы техникой, мульчирование, сохранение пожнивных остатков и чередование культур в севообороте. Земледелие по технологии no-till экономит ресурсы, повышает плодородие, предотвращает эрозию почвы и повышает урожайность культур.

Традиционная обработка вызывает эрозию почвы, разрушает почвенный покров, вызывает дисбаланс в микросообществах и высвобождает почвенный углерод в воздух. No-till технология позволяет сохранить от 15% до 25% почвенной влаги.

Современные удобрения и их влияние на почвенную микробиологию. Жидкие комплексные удобрения

Исследования сравнительной эффективности жидких комплексных удобрений показали их равноценность или даже большую эффективность в сравнении с твёрдыми формами минеральных удобрений. В системе удобрения озимой пшеницы жидкие комплексные удобрения вносят в дозе, рекомендованной по фосфору, с дополнительным внесением азота в виде подкормки.

Хелатные удобрения и микроэлементы

Органохелатная форма жидких комплексных удобрений даёт высокую усвояемость полезных веществ – 90% и более. В состав комплексных удобрений входят азот, калий, фосфор, кальций, сера, магний, железо, цинк, медь, марганец, бор и молибден. Хелатирующие агенты способствуют быстрому и полному проникновению полезных элементов во все части растения.

Вермикомпостирование и биогумус

Современные технологии получения биогумуса включают вермикомпостирование с использованием дождевых червей «Красный калифорнийский гибрид». В качестве субстрата применяют смесь торфа и подстилочного соломистого навоза в соотношении 1:4 по массе при влажности 75–80%. Вермикомпостирование осуществляют в течение 3–4 недель при температуре +20…+25 °C.

Внесение культуры микофильного целлюлозолитического гриба Trichoderma viride позволяет получить биогумус с высокими защитными свойствами и ростостимулирующей активностью.

Экологические технологии очистки и восстановления почв. Фиторемедиация

Фиторемедиация – комплекс методов очистки грунтов с использованием зелёных растений. Основные механизмы включают ризофильтрацию, фитоэкстракцию,

фитоволатилизацию, фитостабилизацию, фитодеградацию и фитостимуляцию. Главную роль в деградации загрязнений играют микроорганизмы, а растение создаёт для них среду обитания.

Карбоновое земледелие и секвестрация углерода

Секвестрация углерода подразумевает улавливание и хранение углекислого газа для предотвращения его выброса в атмосферу. Биологическая секвестрация происходит благодаря фотосинтезу, когда растения поглощают CO_2 из атмосферы и сохраняют углерод в своей биомассе. Леса становятся обширными поглотителями углерода, эффективно изолируя его из атмосферы.

Цифровизация углеродных рынков позволяет фермерам фиксировать объём связанного углерода в почве и продавать углеродные кредиты. Системы с искусственным интеллектом отслеживают и анализируют углеродный след хозяйств.

Таблицы

Таблица 1. Сравнение органического и интенсивного земледелия

Параметр	**Органическое земледелие**	**Интенсивное земледелие**
Урожайность	85 % от интенсивного	100 % (базовый уровень)
Затраты на удобрения	Низкие (органические удобрения)	Высокие (минеральные удобрения)
Экологическое воздействие	Минимальное	Значительное
Содержание гумуса в почве	На 16 % выше	Снижение при использовании только минеральных удобрений
Активность почвенных микроорганизмов	До 83 % более активные	Снижена из-за химических препаратов
Биоразнообразие	Высокое	Низкое
Устойчивость к эрозии	Высокая	Повышенный риск
Энергозатраты	Средние	Высокие
Рентабельность	Стабильная долгосрочная	Высокая краткосрочная

Таблица 2. Современные технологии в земледелии

Технология	**Область применения**	**Эффективность**
Точное земледелие	Дифференцированное внесение удобрений и семян	Снижение затрат на 20–30 %
No-till технология	Минимальная обработка почвы	Сохранение влаги на 15–25 %
Биологическая защита растений	Контроль вредителей энтомофагами	Снижение пестицидов до 90 %
Метагеномный анализ почвы	Оценка микробиома почвы	Точная диагностика за 24–48 часов
Smart-датчики почвы	Мониторинг влажности и температуры	Оптимизация полива на 40 %
Микоризные препараты	Улучшение питания растений	Увеличение усвоения питательных веществ на 30 %
Нанотехнологии в удобрениях	Точечная доставка питательных веществ	Повышение усвоения до 90 %
Фиторемедиация	Очистка загрязнённых почв	Очистка почвы на 70–95 %

Таблица 3. Влияние различных типов удобрений на почвенную микробиологию

Тип удобрения	**Влияние на микробиом**	**Ферментативная активность**	**Долгосрочный эффект**
Органические (навоз, компост)	Увеличение разнообразия на 40–60 %	Повышение на 25–45 %	Устойчивое улучшение структуры
Минеральные азотные	Снижение активности на 20–30 %	Снижение при длительном применении	Возможная деградация при избытке
Биоудобрения с микроорганизмами	Повышение активности на 50–80 %	Стимуляция специфических ферментов	Формирование устойчивого микробиома

Жидкие комплексные удобрения	Сбалансированное воздействие	Стабилизация активности	Поддержание плодородия
Хелатные удобрения	Улучшение метаболизма микроорганизмов	Активация металлзависимых ферментов	Предотвращение дефицитов микроэлементов
Микоризные инокулянты	Увеличение симбиотических связей	Усиление фосфатазной активности	Долгосрочное улучшение питания растений

ОПТИМИЗАЦИЯ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ТРАКТА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО ВЫЧИСЛИТЕЛЯ С КОНВЕЙЕРНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

Д.В. Люлява, Н.А. Дуксин, И.И. Дуксина, Д.С. Потехин

РТУ МИРЭА

Введение

Трансцендентные функции находят широкое применение в различных областях инженерной и научной деятельности: начиная, от цифровой обработки сигналов до криптографических методов, задач управления и пр. Особенной актуальностью пользуются задачи повышения эффективности реализации аппаратных вычислителей на основе рассматриваемых алгоритмов в условиях высокой скорости обработки, ограниченных ресурсов, необходимости в повышенной точности вычислений и т.д.

Анализ сигналов представляет собой фундаментальную область науки и техники, которая находит широкое применение в различных сферах человеческой деятельности. Одной из важнейших областей применения трансцендентных функций в этом ключе является вейвлет-преобразование при помощи модифицированной вейвлет-функции Морле. С помощью вейвлет-функций можно определять амплитуду, частоту и фазу гармонических сигналов [1], производить обработку сигналов доплеровского сдвига частоты [2], фильтрацию, подавление зеркального канала, демодуляцию в системах связи [3], а также акустические измерения [4].

Модифицированная вейвлет-функция Морле в аналитическом виде приведена в формуле 1.

$$\psi(\tau) = (cos\, 2\,\pi f_0 \tau + j \cdot sin\, 2\,\pi f_0 \tau) \cdot e^{-\frac{(2\pi f_0 \tau)^2}{k}}, \qquad (1)$$

где f_0 – центральная частота; k – коэффициент затухания; j – мнимая единица.

Соответственно, для вычисления значения функции критически необходимо получать значения тригонометрических функций синуса и косинуса, а также экспоненциальной функции, которые в свою очередь являются трансцендентными.

Одним из наиболее эффективных методов аппаратного вычисления трансцендентных функций является алгоритм CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer). Особенностью метода является тот факт, что он способен производить вычисления с использованием исключительно операций сложения и сдвига на основе заданной таблицы коэффициентов. Алгоритм основан на поэтапном приближении к требуемому значению путём последовательного вращения вектора на заданные углы.

Алгоритм находит применение в вычислительных системах, построенных на базе программируемых логических интегральных схем, поскольку, в сравнении с другими существующими алгоритмами, для его размещения на кристалле требуется задействовать меньше аппаратных ресурсов, при этом вычислительная логика может быть реализована на основе компонентов логических ячеек без необходимости задействования специализированных блоков.

Алгоритмическая структура CORDIC позволяет использовать конвейерную архитектуру вычислителей для реализации ускорителей. Структурированный набор стадий конвейерного вычислителя, в котором все стадии следуют друг за другом в строго фиксированном порядке, а каждая стадия соответствует этапу вычисления алгоритма, представляет собой архитектурный паттерн, для которого путём изменения латентности может быть повышена тактовая частота работы устройства, при этом с определённого момента через каждый такт на выходе появляются новые данные.

Разработка вычислительных систем производится в пределах трёх основных этапов маршрута проектирования специализированных вычислителей (рис. 1). Для конвейерных вычислителей актуальной задачей на системном уровне становится разбиение комбинационной логики вычислителя между стадиями конвейера с целью балансировки задержек и увеличения показателя максимальной тактовой частоты работы устройства. Так или иначе расчёты ведутся на основе сведений о задержках базовых элементов аппаратной платформы для реализации. При этом физическая модель размещения может обладать иными показателями, нежели логическая модель, причина этого кроется в необходимости учёта топологии кристалла. Процесс размещения, как правило, осуществляется с применением алгоритмов глобальной оптимизации, которые в свою очередь являются эвристическими, вследствие чего характеристики итогового варианта размещения не могут быть точно предсказаны заранее. В общем смысле задача размещения и трассировки для любых вариантов специализированных вычислителей не может быть решена в силу математической сложности, однако, ограничиваясь архитектурным паттерном конвейера, может быть применён способ размещения, учитывающий особенности выбранной архитектуры.

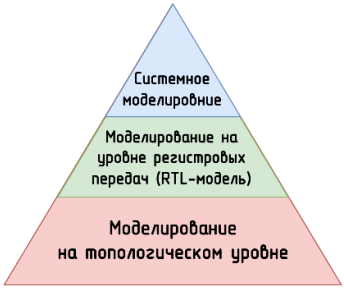


Рис. 1. Маршрут проектирования специализированных вычислителей

Подход к оптимизации топологического представления конвейеров

Предлагаемый подход к размещению конвейерного вычислителя подразумевает близкое расположение стадий вычислителя друг относительно друга при сохранении регулярности исходной структуры [5]. При этом рекомендация состоит в фиксировании положения регистровых элементов стадии в соответствии с порядком их следования, оставляя всякий раз участок кристалла, достаточный для размещения комбинационной логики стадии между регистровыми элементами. Такой подход позволяет снизить влияние трассировки на итоговые показатели задержки.

Апробация подхода

Для апробации предложенного подхода был разработан набор RTL-представлений вычислителя на базе алгоритма CORDIC, учитывающий разное разбиение комбинационной логики между стадиями вычисления. В качестве целевой аппаратной платформы использовались ПЛИС компании AMD, в частности, Virtex серии UltraScale. Основной предлагаемой метрикой для оценки полученных результатов выступает показатель

Worst Negative Slack (WNS). Также для оценки решения могут использоваться статистические критерии на основе центральных моментов.

Ниже приведён ряд примеров, демонстрирующих работу предложенного подхода. На рис. 2 представлен результат размещения 32-стадийного вычислителя трёмя способами с ограничением предельной тактовой частоты в 1 ГГц. Первый представленный способ использует стратегию размещения в САПР Vivado “Performance_Explore”, второй и третий варианты используют предложенный подход. Стоит также отметить, что последний вариант имеет дополнительное перекрытие областей размещения стадий в 20 %. Результат оценки согласно метрике Worst Negative Slack (WNS) представлен на рис. 3. Как видно из графика, применение подхода существенно сокращает величину задержки трассировки при неизменной величине задержки на элементах, причём вариант, использующий перекрытие стадий, показывает лучшие характеристики вследствие возможности распределения комбинационной логики встроенными алгоритмами размещения и трассировки более компактно.

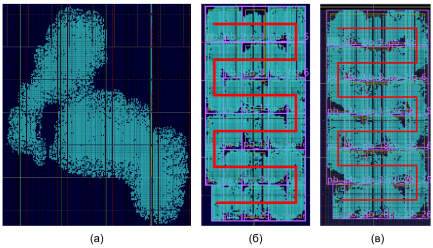


Рис. 2. Результаты размещения вычислителя при стратегии «Performance_Explore» (а), с применением методики оптимизации (б) и перекрытия стадий (в)

Стоит заметить, что внесение изменений в топологическое представление вычислителя в соответствии с описываемым подходом способствует увеличению среднего значения показателя Slack, о чём можно сделать на основе изменения показателя математического ожидания (рис. 4). В свою очередь изменение показателя асимметрии относительно начального математического ожидания указывает на смещение путей из области с минимальным показателя Slack в область с большим показателем Slack, что способствует увеличению максимальной тактовой частоты работы вычислителя.

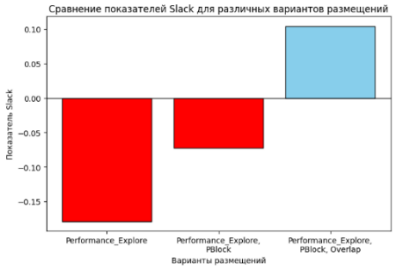


Рис. 3. Сравнение показателей Slack для различных вариантов размещений

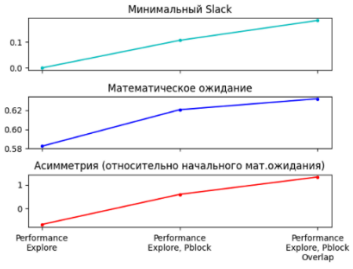


Рис. 4. Характеристики распределения временных запасов

Отдельно был проведён эксперимент по размещению двух 32-стадийных вычислителей на базе алгоритма CORDIC на одном кристалле AMD Virtex UltraScale. При этом конкретное разбиение по стадиям конвейера производилось исходя из различных вариантов периода синхросигнала. График представлен на рис. 6.

Хаотичное распределение точек, относящихся к варианту “Performance_Explore” соответствует выдвинутому предположению о невозможности прогнозирования характеристик вычислителя в таком случае. В свою очередь варианты, полученные при применении подхода, могут быть аппроксимированы прямой, что говорит о возможности предсказания итоговых характеристик вычислителя на основе логической модели.

Заключение

Таким образом, применение предложенного подхода позволяет добиться улучшения временных характеристик конечного решения, что в свою очередь способствует росту предельной тактовой частоты работы устройства. Помимо этого, можно отметить увеличение степени прогнозируемости характеристик вычислителя на основе данных о его логическом представлении с учётом применения описанного подхода к размещению.

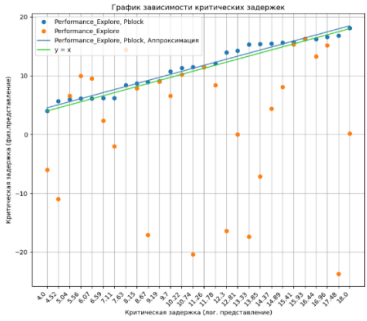


Рис. 6. График зависимости критической задержки на уровнях представления вычислителя

[1] Потехин Д.С. Интегральный метод восстановления векторной диаграммы в системах цифровой обработки данных [Текст] / Д.С.Потехин // Системы управления и информационные технологии. 2011. № 2. 1(44). С. 161.

[2] Потехин Д.С., Тетерин Е.П., Тарасов И.Е. Применение вейвлет-анализа к обработке доплеровского сигнала // Материалы научно-технической конференции «Управление в технических системах» – Ковров, 1998. С. 74.

[3] Потехин Д.С., Карпенко А.С. SDR радиомодем с использованием технологии перепрограммируемых СнК и аппаратного вейвлет-фильтра [Текст] // Вооружение. Технология. Безопасность. Управление: материалы III научно-технической конференции аспирантов и молодых ученых. В 3 ч. Ч. 2. – Ковров: ГОУ ВПО «КГТА имени В. А. Дегтярева», 2008. С. 212.

[4] Потехин Д.С., Тетерин Е.П., Тарасов И.Е. Применение вейвлет–анализа к обработке акустического сигнала // Тезисы докладов 1 всероссийской научно-технической конференции «Компьютерные технологии в науке, проектировании и производстве», 3-4 февраля 1999 г. – Н. Новгород, 1999. Ч. 4. С. 9.

[5] Дуксин Н.А., Люлява Д.В. Применение подходов к размещению тракта обработки данных с целью повышения тактовой частоты работы специализированного вычислителя // Новые информационные технологии в научных исследованиях. // Материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Рязань, 27–29 ноября 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. С. 88.

ИЗОХРОННОСТЬ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЕТЕВОЙ СТРУКТУРЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ВЕКТОРНЫМ ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ

Д.А. Пальгуев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Информационные системы сетевой структуры востребованы и актуальны во многих областях, в частности в области мониторинга воздушного пространства для сбора и обработки информации от пространственно-разнесенных некогерентных источников. Исследования характера параллельных вычислительных процессов, происходящих в подобных системах, использующих распределенный векторный вычислитель, позволили выявить системную особенность – изохронность характера измерений, и определить основные требования, предъявляемые в связи с ней, к быстродействию и своевременности обработки радиолокационной и разнородной информации о воздушных объектах в системах мониторинга воздушного пространства.

Феноменологическая модель информационной системы сбора, обработки и обмена информацией сетевой структуры о прогнозируемых процессах дискретными датчиками-измерителями

Для изучения особенностей распределенных вычислительных процессов в информационных системах сетевой структуры, применяемых для сбора и обработки информации при мониторинге воздушной обстановки, воспользуемся феноменологической моделью информационной системы сбора, обработки и обмена информацией сетевой структуры о прогнозируемых процессах дискретными датчиками-измерителями (рис. 1, [1]). На рис. 1 в феноменологической модели выделены области применения распределенного векторного вычислителя (РВВ). Вместе с тем, при более детальном рассмотрении процессов измерения параметров воздушных объектов датчиками-измерителями (например, на рис. 1 ДИ-1 – Процесс 1, ДИ-1 – Процесс 2), не входящих в область применения распределенного векторного вычислителя, выявляются некоторые особенности именно процессов измерения, которые имеют существенное влияние на последующую обработку.

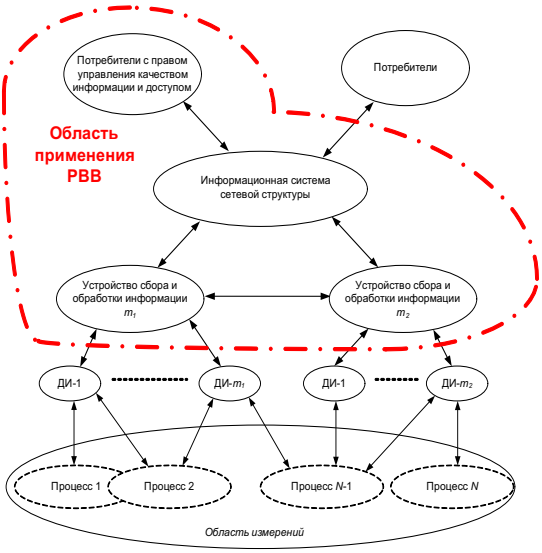


Рис. 1

Выводы

Процессы измерения положения воздушных объектов в системах мониторинга воздушного пространства имеют признаки изохронности, т.е. требования проведения измерений и вычислений в распределенной системе в достаточно четко определяемые временные промежутки. Если измерения, вычисления и последующая обработка информации проводятся без соблюдения выявленных особенностей, происходит резкое уменьшение достоверности информации, она может быть значительно задержана во времени и внести существенные искажения при объединении её с информацией от других источников. Требование по соблюдению изохронности в связке процессов измерения и последующей обработки может быть использовано при разработке и оценке эффективности информационных систем сетевой структуры, предназначенных для применения в системах мониторинга воздушного пространства.

[1] Пальгуев Д. А. Сочетание алгоритмов обработки информации и структуры информационной системы как инструмент построения информационной системы сетевой структуры // Радиопромышленность. 2021. Т. 31, № 2. С. 49.
[2] EUROCONTROL/ Информационный ресурс https://www.eurocontrol.int/library/search?keywords=ASTERIX&sort_by=search_api_relevance (дата обращения 27.04.2024)

УЧЕТ РЕДУКЦИИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВОЗВЫШЕНИЯМИ НА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Ю.М. Скрябин, Д.С. Потехин

РТУ МИРЭА

Введение

В настоящее время проблема обнаружения малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является актуальной. Одним из способов по увеличению вероятности их обнаружения является объединение средств разведки различной физической природы [1]. Выделяют следующие средства разведки:

- радиолокационные средства разведки на основе отраженных от цели радиоволн;
- радиотехнические средства разведки на основе собственного радиоизлучения БПЛА;
- пассивные и активные оптические средства разведки, в том числе с использованием излучения ИК-диапазона;
- пассивные акустические средства разведки на основе звукового шума от цели.

Также существует идея об использовании электростатических средств разведки, которая основана на измерении в нескольких точках земной поверхности вариаций квазиэлектростатического поля, вызываемых перемещением трибоэлектростатического заряда, несомого целью, перемещающейся в атмосфере. Данные средства разведки потенциально эффективны для обнаружения низколетящих целей, пересекающих охраняемый периметр, и по своим характеристикам сопоставимы с акустическими средствами разведки. Важными преимуществами электростатического метода является пассивность и возможность обнаруживать БПЛА, передвигающихся в режиме радиомолчания. Преимуществом электростатического метода обнаружения перед акустическим является невосприимчивость к движению воздушных потоков, а также возможность детектирования БПЛА самолетного типа, двигающихся в режиме планирования [2].

Однако экспериментально проверена только возможность использования электростатического метода. Сам алгоритм предложен в статье [2], однако он применим только для равномерно движущихся целей над ровной поверхностью. Существуют еще математические модели для расчета электростатического поля для морской поверхности с периодическими волнами [3]. Настоящее исследование предлагает математическую модель для модернизации алгоритма для поверхности с отдельным возмущением типа холм.

Математическая модель

Общий способ решения задачи электростатики с учетом вариаций поверхностного потенциала (ПП) осуществляется на основе уравнения Пуассона через расчет потенциалов. Для численного решения задачи с граничными условиями в этом случае важен нулевой потенциал на поверхности Земли и в полусфере, ограничивающей пространство нашей задачи (имитация бесконечности), и рассчитанный потенциал в малой сфере, окружающей БПЛА. Но данное решение требует особой аккуратности в разбивке пространства на конечные элементы или конечные разности и требует высоких вычислительных ресурсов.

Способом решения, который не требует высоких вычислительных мощностей, является метод зеркального отображения. Его суть заключается в том, что индуцированный заряд на проводниках можно задать при помощи системы фиктивных зарядов, расположенных под земной поверхностью. Если поверхность ландшафта окажется эквипотенциальной, то замена окажется адекватной в соответствии с уравнением Пуассона:

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}, \qquad (1)$$

где ρ – объемная плотность заряда; φ – потенциал.

В самом деле, в соответствии с уравнением (1) если поверхность Земли эквипотенциальна, то решение задачи электростатики над поверхностью при нулевой плотности заряда будет единственным и верным. Фиктивные заряды располагаются под поверхностью, поэтому для интересующей нас области они не приводят к изменению решения относительно истинного. Им необходимо лишь задать верную эквипотенциальную поверхность Земли.

Строго говоря, использовать данный метод решения для конкретного ПП довольно сложно. Однако это не является целью численной модели. Численная модель должна произвести имитацию пролета БПЛА в некоторой местности, имеющей локальное искажение плоскости. Такое искажение требует возможности изменения в пределах ограниченного количества степеней свободы, но не более того. Численная модель должна использоваться для отработки алгоритмов адаптации анализирующей функции к пролету БПЛА над конкретной местностью, исходя из набора измерений, полученных при пробных полетах БПЛА. Считается, что если алгоритм будет правильно работать при ограниченном множестве вариантов ПП, то он применим и для более общего множества.

Для реализации численной модели предполагается следующее: все заряды, включая истинный заряд БПЛА, образуют диполи с центром на высоте 0 и электрическим моментом, направленным вверх. Таким способом обеспечивается эквипотенциальная поверхность на нулевой высоте вне области локального отклонения от плоскости ПП, который для краткости назовем «холмом».

Первоначально задача решается двумя видами диполей. Главный диполь образован зарядом БПЛА и фиктивным зарядом под поверхностью ПП. Этот диполь определяет решение электростатической задачи для бесконечной плоскости. Также в задаче будут присутствовать четыре диполя возмущения, расположенные по разные стороны от центра «холма», расположенного в x = 0 и y = 0. Ось x направлена к центру главного диполя. Ось z направлена вверх. Структура расположения диполей представлена на рис. 1.

Диполи 2 и 2' равны друг другу плечами и электрическими моментами так же, как и диполи 3 и 3'. Кроме того, данные пары расположены симметрично относительно оси x. Это обеспечивает симметрию «холма» относительно оси x. Для обеспечения симметрии холма относительно оси y диполи 3 и 2 уже не должны быть равны.

Для того, чтобы численная модель могла просчитать полет БПЛА необходимо определить уравнения, связывающие параметры диполей возмущения с параметрами главного диполя при условии неизменности эквипотенциальной поверхности.

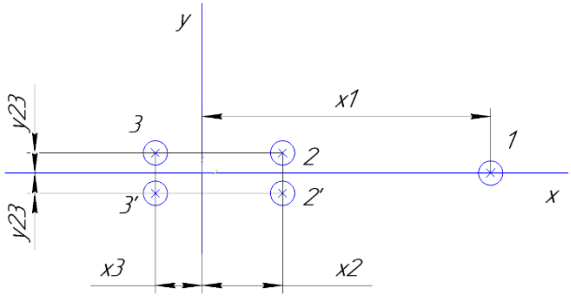


Рис. 1

Результаты

На основе описанной математической модели были разработан алгоритм расчета параметров диполей, который позволяет рассчитать квазистатическую задачу поля для каждой вариации расположения БПЛА относительно центра холма. Пример эквипотенциальной поверхности, построенной от диполей, расположенных согласно рис. 1, приведен на рис. 2.

Стоит обратить внимание, что все «холмы» были получены на примере заданного форм-фактора, то есть моделируемые «холмы» обладают отвесными стенами и по до-

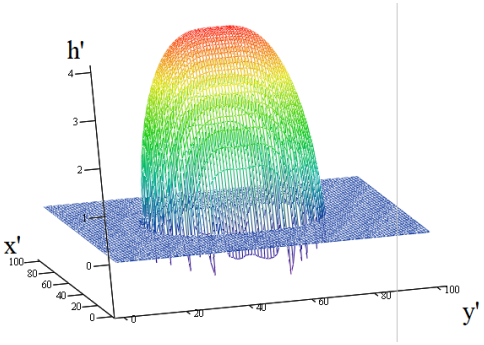


Рис. 2

стижению нулевой высоты резко переходят в плоскость. На границе перехода холма в плоскость наблюдаются резкие перегибы из-за погрешности расчета потенциала. Для моделирования «холмов» других форм необходимо изменить количество диполей и их ориентацию.

[1] Макаренко С. // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 109.
[2] Скрябин Ю.М., Потехин Д.С. // Труды МАИ. 2019. № 105. С. 1.
[3] Ластовецкий А.Е. // Вестник Концерна ПВО Алмаз-Антей. 2015. № 3. С. 70.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ МАССОВО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

И.Е. Тарасов

РТУ МИРЭА

При обработке сигналов, подверженных воздействию импульсных помех, часто возникает задача восстановления характеристик сигнала с минимальным влиянием помехи. Импульсный характер помех затрудняет использование методов фильтрации, основанных на применении устройств с заданной амплитудно-частотной характеристикой, вследствие широкой спектральной характеристики одиночного импульса. На практике применение цифровых фильтров сталкивается с невозможностью точно указать частотные диапазоны для подавления составляющих помехи.

Альтернативным вариантом является применение вероятностных методов оценки характеристик сигнала, при котором гипотезы о характеристиках сигнала оцениваются с точки зрения вероятности того, что идеализированный источник сигнала при наложении помех мог бы сформировать имеющуюся экспериментальную выборку цифровых отсчетов.

В качестве примера в статье рассмотрен анализ линейных зависимостей, которые априорно предполагаются в анализируемых экспериментальных данных. При этом применение регрессионного анализа для определения параметров линейной функции считается затрудненным ввиду действия импульсных помех. В работе [1] в качестве иллюстрации негативного действия помех сложного вида приведен т.н. квартет Энскомба, представляющий собой 4 набора экспериментальных данных, представляющих собой функции различных видов, которые, тем не менее, имеют одну и ту же регрессионную функцию y = 0,5x+3.

Рассмотрим функцию расстояния между экспериментальной точкой с координатами (X; Y) и сгенерированным представлением прямой с направляющими косинусами (p_x; p_y), смещенной перпендикулярно вектору (p_x; p_y) на расстояние ρ. Согласно уравнению прямой, это расстояние определяется как:

$$R = p_y X - p_x Y - \rho. \quad (1)$$

Если ввести критерий качества приближения в виде функции, принимающей максимальное значение при равенстве нулю расстояния между пикселом и сгенерированным представлением линии, то поиск набора параметров прямой может быть произведен путем максимизации критерия (2):

$$S(\vec{a}) = \sum_{X,Y} f(X, Y, \vec{a}), \quad (2)$$

где $\vec{a}$ – вектор параметров линии.

Использование в качестве функции качества приближения нормальное распределение (функцию Гаусса) позволяет трактовать (2) как количественную оценку вероятности того, что анализируемый набор экспериментальных данных принадлежит прямой с заданным вектором параметров, отклоняясь от нее по гауссовскому закону. В

этом случае параметр σ распределения Гаусса представляет собой характеристику дисперсии, предполагаемой для источника данных.

На рис. 1 представлены результаты анализа квартета Энскомба предложенным методом. Видно, что при умеренном значении σ = 1 максимизация вероятностного критерия наблюдается вблизи ожидаемых положений прямых.

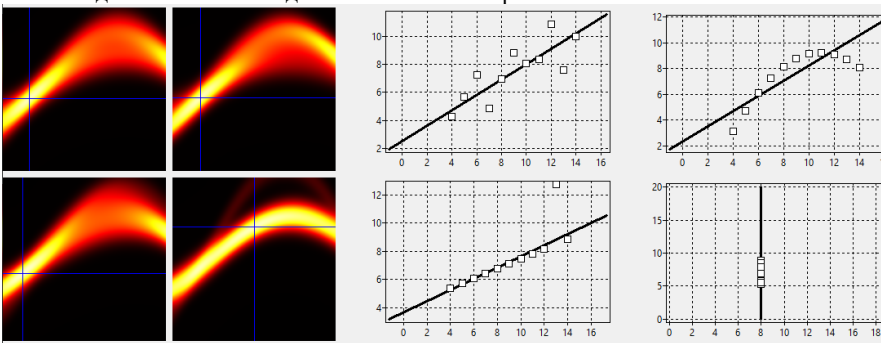


Рис. 1. Результаты анализа квартета Энскомба предложенным методом

Таким образом, рассматриваемый метод, основанный на синтезе гипотез о наличии параметров функции и оценке вероятности этих гипотез, предполагает вычисление согласно (2) для множества наборов векторов параметров. Это предполагает большой объем вычислений, который может быть сокращен за счет применения существующих алгоритмов поиска экстремумов в многомерном пространстве параметров, однако в общем случае требует решения задачи обеспечения большого объема вычислений.

Можно отметить независимость вычислений для отдельных наборов параметров, что позволяет использовать массово-параллельные вычислительные структуры. Наличие единственного источника данных облегчает реализацию интерфейсов ввода-вывода, поскольку такая система не предусматривает использования дополнительных данных, читаемых из внешней памяти. Для линейной функции вычисления согласно (1) может быть выполнено локальными вычислительными узлами, в том числе с заданием функции распределения в виде таблицы. Структурная схема специализированного вычислительного устройства для определения параметров приближающей зависимости показана на рис. 2.

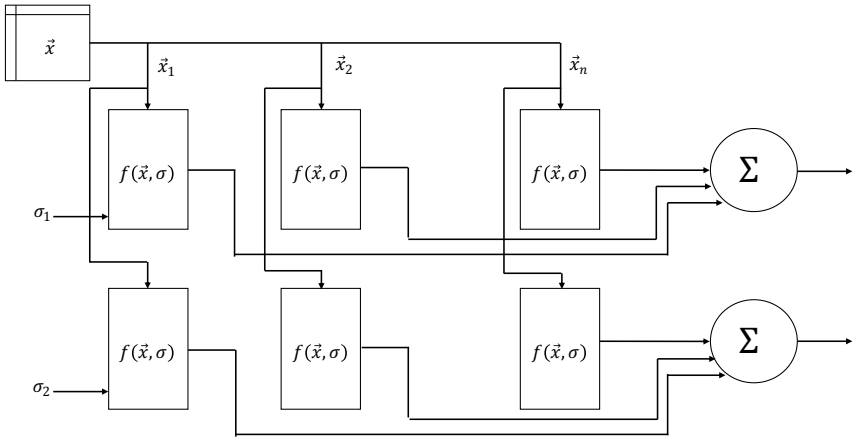


Рис. 2. Структурная схема специализированного вычислительного устройства для определения параметров приближающей зависимости

Представленный метод статистического анализа позволяет восстанавливать параметры функций известного вида для сигналов, подверженных действию импульсных помех.

[1] Anscombe F.J. // American Statistician. 1973. Vol. 27, no. 1. P. 17.

РАЗЛОЖЕНИЕ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ В АНАЛИЗЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ НА ПРИМЕРЕ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

К.К. Пухкий, М.А. Лысов, А.М. Трыкин, Е.П. Васильев, В.Е. Турлапов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Метод разложения на эмпирические моды (empirical mode decomposition, EMD), был предложен в 1998 году как инструмент анализа нелинейных нестационарных сигналов [1]. Метод был поначалу одномерным (1D-EMD), но быстро завоевал популярность не только в обработке 1D-сигналов, но и в обработке трехмерных гиперспектральных изображений (HSI), где спектральная характеристика каждого пикселя рассматривалась как нелинейный нестационарный сигнал. Этот интерес особенно укрепился, когда вскоре появилась двумерная версия метода (2D-EMD), позволившая использовать также пространственные признаки объектов в каждом спектральном канале в случае сегментации спектрально неразличимых объектов. Экспериментальной базой стала серия открытых HSI, полученная первым авиационным гиперспектрометром AVIRIS [2] (диапазон 366-2500нм, 224 канала, разрешение 17.5м), которая актуальна до настоящего времени.

Обработка HSI имеет существенную специфику. Аппаратная точность гиперспектрометров составляет порядка 10^{-5}, что требует двухбайтового представления данных. Но влияние атмосферы, через которую проходят лучи отраженные от Земли, вносит заметные искажения, которые известные специалисты дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) оценивают в 2-5% (Landgrebe, 1999) [3], является источником шума. Известна и высокая коррелированность соседних каналов HSI, которая является прямым следствием их спектральной близости (3-10 нм), и аддитивное наложение рэлеевского рассеяния на спектр отражения объектов подстилающей поверхности Земли. На этой основе возникает желание считать HSI избыточными и в десятки раз понизить их размерность [3], используя метод главных компонент (PCA). В ряде публикаций первые моды классического 1D-EMD разложения (от одной до трех) рассматриваются как избыточно зашумленные и отбрасываются, в то время как эти же моды считаются несущими основную часть пространственной информации. Сообществом ощущается недостаточная разработанность инструментария анализа HSI, необходимость развития банка новых открытых HSI, размеченных для классификации, что констатирует подробный обзор публикаций по обработке HSI 2017 года [4].

Однако, в публикации [5] 2025 года в приоритете так же осталось улучшение качества сигнала гиперспектральной визуализации путем удаления шума, используя первую компоненту PCA, независимо от содержания критерия качества и того, информация какого частотного диапазона связана с этим критерием. Целью нашей публикации является поиск лучшей для HSI из трех модификаций метода 1D-EMD, включая нашу, путем анализа их свойств и сравнения возможностей.

1 Модификации EMD и данные HSI

Со времени появления классической EMD было предложено порядка 10 типов модификаций, главной целью которых было повышение производительности разложения для длинных временных рядов. Естественным решением для этих целей является отказ от сплайнов в пользу скользящего окна при вычислении низкочастотного остатка, представленный в статье [6] (2014). Мы также, кроме классического EMD, будем использовать нашу модификацию [7] (2020) со скользящим окном, но она будет иметь целью не повышение производительности, а повышение объема информации скрытой в пикселях HSI отражения объектов подстилающей поверхности.

В результате разложения сигнала *f(t)* на эмпирические моды (EM) мы должны получить:

$$f(t) = r(t) + \sum_{i=1}^{N} \varphi_i(t)\,, \tag{1}$$

где $\varphi_i(t)$ – intrinsic mode function (IMF) или empirical mode (EM) *i-го* порядка; *N* – число мод в разложении; *r(t)* – остаточный тренд. Заменим непрерывное *t* на дискретное *j*. В нашем случае это номер частотного канала и $j \in [1, J]$. Тогда эмпирическая мода *i-го* порядка $\varphi_i(j)$ в классическом варианте 1D-EMD:

$$\varphi_i(j) = f(j) - R_i(j), \text{где } R_i(j) = (U_f + L_f)/2 \tag{2}$$

То есть, *i*-й низкочастотный остаток $R_i(j)$ вычисляется как среднее между сплайновыми огибающими максимумов U_f и минимумов L_f функции $f(j)$.

Важной составляющей алгоритма является проверка основных требований к $\varphi_i(j)$: 1) количество экстремумов моды (n) на рассматриваемом интервале ($n = n_{max} + n_{min}$), отличается от количества переходов этой функции через 0 (n_{zeros}) не более, чем на единицу, то есть $|n - n_{zeros}| \leq 1$;

2) сумма $\varphi_i(j)$ по интервалу равна нулю или почти нулю: $\sum_{j=1}^{J} \varphi_i(j) \approx 0$.

После стартового шага с $i = 1$, присваиваем $f(j) = R_i(j)$, $i = i + 1$. Далее повторяем (2), с проверкой выполнения к $\varphi_i(j)$, до выполнения условия образования тренда: если у очередной моды оказалось $n \leq 3$, то она становится трендом.

В нашей модификации 1D-EMD вместо (2) вводится расчет $R_i(j)$ со скользящим окном:

$$R_i(j) = \frac{1}{w} \sum_{k=j-w/2}^{k=j+w/2} f(k)\,, \qquad \varphi_i(j) = f(j) - R_i(j), \qquad j \in [1, J]. \tag{3}$$

Далее при условии $n > 3$ вычисляется ширина скользящего окна на следующем шаге *w*. Для выбора *w* реализовано 2 варианта. Вариант А – адаптивный, выполняется независимо для каждого HSI-пикселя, по умолчанию стартовая величина *w*=3:

$$w = 2\lfloor d/2 \rfloor + 1, \text{ где } d = min(d_{min}, d_{max}). \tag{4}$$

И вариант В – степенной:

$$n > 3, \qquad w = 2^i + 1. \tag{5}$$

Рассмотренные выше 3 модификации EMD исследуются далее на двух гиперспектральных изображениях (HSI), обладающих наибольшим спектральным разнообразием. Это HSIs, известные как «Moffett Field» (рис. 1), с водно-болотным заповедником внутри города и «Cuprite97» (рис. 2), горный участок богатый минералами, снятые спектрометром AVIRIS.

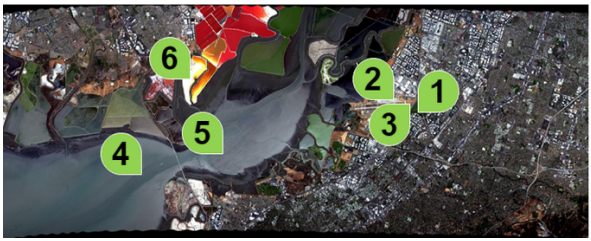


Рис. 1

Рис. 2

На рис. 1 показаны точки снятия спектров характерных объектов: 1 – растительность; 2 – бетон; 3 – глинистая почва; 4 – вода на фарватере; 5 – вода на мелководье; 6 – соль. На рис. 2 дана тематическая раскраска, в которой каналы 172 (1,989 мкм), 187 (2,139 мкм) и 202 (2,288 мкм) показаны как R, G и B, чтобы выделить гидротермально измененные породы. По сиреневому цвету можно увидеть, что эти породы подсвечены в 172 (более) и 202 каналах.

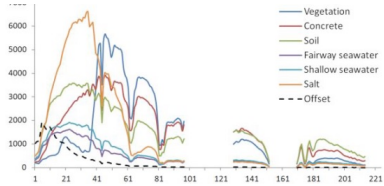


Рис. 3

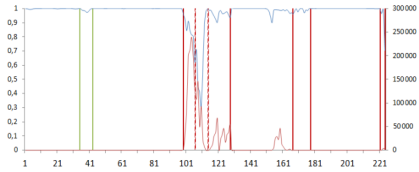


Рис. 4

На рис. 3 показаны спектральные характеристики объектов, размеченных на рис. 1 и смещение спектра Offset из-за Рэлеевского рассеяния, которое будет вычтено до выполнения EMD. Ниспадающая огибающая максимумов спектров обусловлена поглощением в верхних слоях атмосферы и получила название «континуум». Совпадающие ровалы в спектрах вызваны поглощением света в нижних слоях атмосферы. Из спектральных характеристик удалены участки с максимальным шумом из-за почти полного поглощения лучей атмосферой. На рис. 4 показаны графики коэффициента корреляции Пирсона между соседними каналами HSI (синяя кривая, левая шкала) для HSI "Moffett Field" и количество шумовых пикселей, имеющих отрицательные значения яркости в канале (красная кривая, правая шкала). Зона наибольшего шума в центре диапазона выделена красными вертикальными линиями. Синяя кривая коэффициента корреляции Пирсона почти всюду близка к единице, исключая отдельные узкие участки, наиболее

интересным из которых является участок в окрестности канала 40, выделенный зелеными вертикалями. Это зона резкого роста и доминирования отражения от растительности на границе красного и инфракрасного (IR), известная как Red-Edge. Выше 170 канала видны небольшие колебания, связанные со свойствами почв и минеральной составляющей.

2 Экспериментальное исследование

Наиболее интересными нам представляются первые, самые высокочастотные моды. На рис. 5 показаны три первых моды для морской воды (образец 4). На рис. 6 показано поведение первой моды для всех 6 объектов.

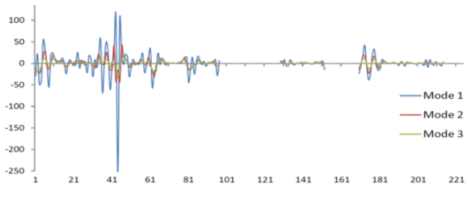


Рис. 5

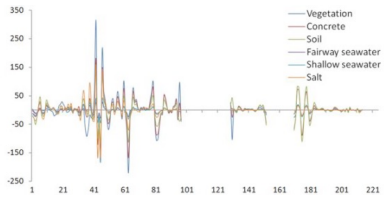


Рис. 6

Оценим далее на примере трех первых мод образца воды коэффициент корреляции Пирсона (рис.7–9): 1) между каналами исходного HSI и каналами 1-3 каждой моды (EM); 2) между каналами каждой пары из 3-х EMs; 3) между соседними каналами внутри каждой из трех мод, а также среднеквадратическое отклонение мод (рис. 10).

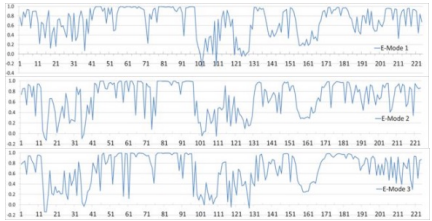


Рис. 7

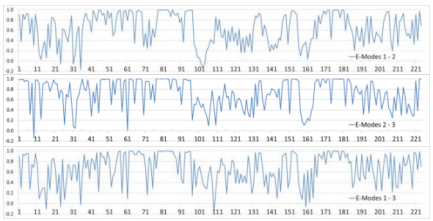


Рис. 8

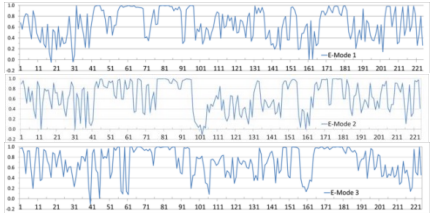


Рис. 9

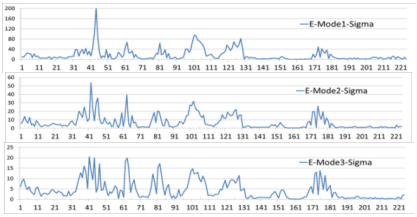


Рис. 10

Из графиков рис. 7 следует, что корреляция между каналами HSI и мод 1-3 в целом невысокая (колеблется относительно уровня 0.5), в видимой области она существенно ниже, чем в IR. У 3-й моды ниже, чем у 1-й и 2-й. Из рис. 8 следует, что корреляция

между соседними модами 1-3 чуть ниже (на 0,1) чем на рис. 7, и между соседями чуть выше, чем через моду. Между соседними каналами внутри мод (рис. 9) характер корреляции сохраняется. Для всех трех рисунков в ближнем IR (42-97 и 170-190 каналы) она вырастает и местами доходит почти до единицы.

Из рис. 10 видно, что на графиках среднеквадратического отклонения EMs прослеживается влияние континуума.

Для оценки возможности использования эмпирических мод для семантической сегментации поставлен эксперимент по расчету матриц кросскорреляции для 16 классов объектов (рис. 11, 12).

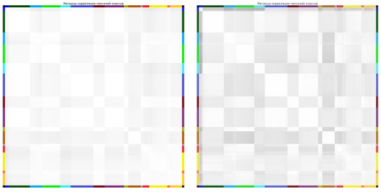


Рис. 11

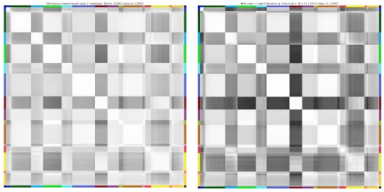


Рис. 12

Рис. 11 – кросскорреляция для исходных сигнатур HSI Moffett Field и для них же, но без рэлеевского рассеяния. Рис. 12 – кросскорреляция классов для 1 и, правее, для 3 моды. Как видно, объекты, принадлежащие одному классу, отчетливо выделяются ярким квадратом на диагонали. Для идентификации анализируемых классов, по контуру каждой матрицы нанесена раскраска близкая к цвету класса на семантической сегментации фрагмента HSI Moffett Field (рис. 13–14). Семантическая сегментация дана в виде цвета пикселей изображения канала 40 трех мод (1-2-3), используя моды в качестве RGB каналов. На рис. 13 показан 40 канал исходного HSI. Однородно серые области на рис.11 оказываются достаточно контрастно разделены по цвету на рис. 12.

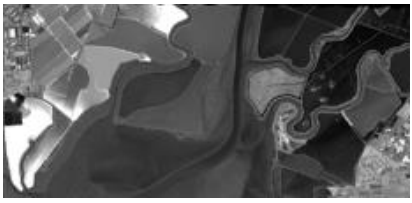


Рис. 13

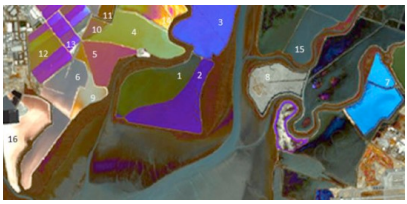


Рис. 14

Для подобной сегментации могут быть использованы почти любые тройки мод, причем для всех трех рассматриваемых модификаций EMD. Главное условие эффективности сегментации – минимальная коррелированность участвующих мод. В качестве одной из мод может быть выбрано исходное HSI, что будет способствовать улучшению качества изображения, если другие моды зашумлены. Для подавления шума в модах HSI, из которого не удалены зашумленные каналы, для всех трех вариантов EMD оказывается эффективным предварительное сглаживание скользящим окном. Экспериментально выбрана ширина сглаживающего окна $w = 7$.

Исследована связь размера скользящего окна с номером моды i, для каждого пикселя HSI при разных стартовых w на примере HSI Cuprite97 [8]. Связь выражена в итоге величинами, характеризующими HSI в целом (6). В формуле (6): k – это номер пикселя, принадлежащего HSI; w_k – минимальный размер окна для *k-го* пикселя; i – номер эмпирической моды.

Результат показан на рис. 15, где по оси X показана шкала для номера моды разложения, по оси Y в логарифмическом масштабе показана шкала w.

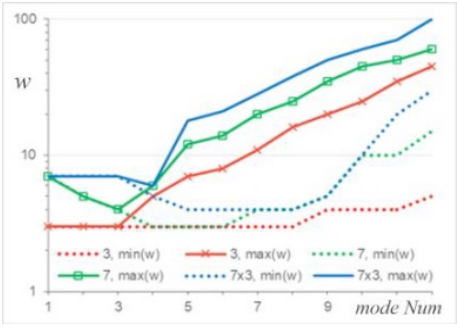


Рис. 15

$$w_{min}(i) = \min_{k \in HSI}(w_k, i), \quad w_{max}(i) = \max_{k \in HSI}(w_k, i). \tag{6}$$

Исследованы 3 режима старта: 1) $w = 3$ – красные кривые; 2) $w = 7$ – зелёные кривые; 3) $w = 7$ трижды – синие кривые. На первых 3 шагах разложения кривые $w_{max}(i)$ и $w_{min}(i)$ совпадают для всех трех случаев. Начиная с 4 моды они начинают расходиться, увеличивая потенциальное разнообразие значений *w* на множестве пикселей HSI. Это разнообразие мы отображаем в виде трех карт ширины окна (*w*-maps) HSI. Уже 5-я мода дает диапазон изменения $w \in [3,19]$, который далее с номером моды увеличивается к 12-той моде до $w \in [3,100]$. Отображение этих трех *w*-maps как тройки RGB каналов также предлагается использовать как объективный инструмент анализа и классификацией HSI, связанный со свойствами отражения солнечного света объектами HSI. Пример, отдельных 3 карт и цветной сегментационной карты показан на рис. 16: распределения значений w в пятой моде, для вариантов старта: *w*=3; *w*=7; *w*=7x3 (слева-направо, в желто-синей палитре); соответствие каналам: BGR.

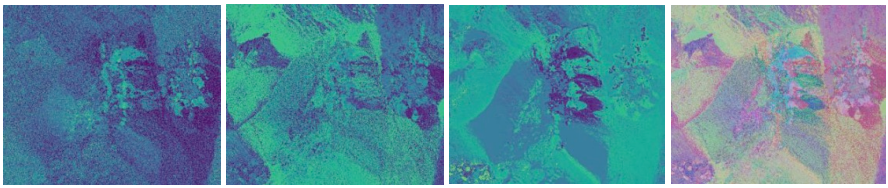


Рис. 16

Примеры семантической сегментации для HSI Cuprite97 путем использования трех эмпирических мод показаны на рис. 17. Слева-направо: 1) RGB-оцвечивание 15 канала 1,2,3 мод классического [1] алгоритма 1D-EMD; 2) GRB-оцвечивание 4,5,6 мод 15 канала, модификация (3)(4) алгоритма; 3) RGB-оцвечивание 3,4,5 мод 15 канала (окна = 3,5,9 после предварительного сглаживания 7x3), модификация (3)(5). 4) лучшая RGB-визуализация тройки каналов HSI, полученная в системе TNTmips (USA) инструментом Minimum Noise Fraction transform (MNF) с удалением континуума [8];

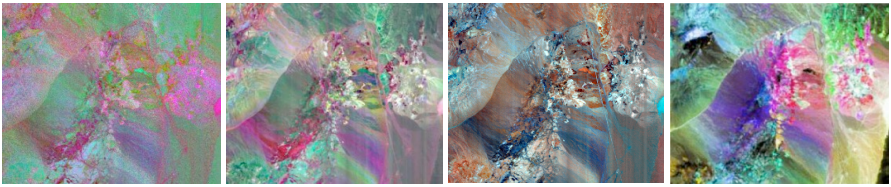


Рис. 17

Заключение

На примере HSI Moffett Field и Cuprite97 исследованы две модификации метода разложения на эмпирические моды 1D-EMD [1]. Модификация 1 включает: 1) вычисление локального среднего путем усреднения адаптивным скользящим окном; 2) параметр w – ширина скользящего окна сглаживания сигнала при расчете R_i , связан с физическими свойствами отражающего объекта, и 3) вычисление локального среднего при выходе окна за границу диапазона; 4) возврат к размеру окна меньшему стартового; 5) подавление шума в модах путем выбора стартового окна и кратности его применения. Данный вариант показал: 3-4 кратное увеличение числа мод в разложении по сравнении с классическим; предварительное сглаживание уменьшает число мод на 2-3 моды. Исследованы 3 режима старта EMD, с ширины окна w=3; w=7; трижды w=7. Тройки мод EMD являются эффективным инструментом семантической сегментации. Тройки карт w –maps, как и тройки мод, оцвеченные как RGB-каналы, являются инструментом анализа и классификации HSI. Модификация 2 - модификация с детерминированной шириной окна $w = 2^i + 1$ увеличивает число мод в разложении в 1.5 раза по сравнении с классическим.

Работа выполнена при поддержке Министерства экономического развития Российской Федерации (соглашение о предоставлении гранта № 139-15-2025-004 от 17 апреля 2025 г., ИГК 000000Ц313925Р3Х0002).

[1] Huang N.E. // Proc. R. Soc. London 1998. A 454. 93 p.
[2] AVIRIS dataportal (http://aviris.jpl.nasa.gov/dataportal/)
[3] Landgrebe D. // Purdue University, West Lafayette. 1999. 30 p.
[4] https://www.lars.purdue.edu/home/references/LTR_121099.pdf
[5] Ghamisi P. et al. // IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine. 2017. Vol. 5, no. 4. P. 37, doi: 10.1109/MGRS.2017.2762087.
[6] Zhou J. et al. // Improvement of hyperspectral imaging signal quality using filtering technique. – Elsevier, 2025. 15 p. https://doi.org/10.1016/j.chemolab.2025.105386
[7] Stepien P. // EPJ Nonlinear Biomed Phys 2014. 2, 14. https://doi.org/10.1140/epjnbp/s40366-014-0014-9
[8] Pahomov P. et al. // 2020 International Conference on ITNT, Samara, Russia, 2020, pp.1-5, doi: 10.1109/ITNT49337.2020.9253179.
[9] Smith R.B. Analyzing Hyperspectral Images with TNTmips: Tutorial // MicroImages Inc. 2013. 40 p. http://www.microima-ges.com/documentation/Tutorials/hypanly.pdf

Секция «Физические основы и практическое применение технологий беспроводной связи и информационно-телекоммуникационных технологий»

Заседание секции проводилось 14 мая 2025 г.
Председатель – А.Л. Умнов, секретарь – С.Б. Сурова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«ПРОБЛЕМЫ ФИЗИЧЕСКОГО И ИНЖЕНЕРНОГО ОБРАЗОВАНИЯ»

Председатель – М.И. Бакунов, секретарь – С.А. Козлов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ПРОГРАММЫ «СПЕЦИАЛЬНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» ПИШ ННГУ

Е.С. Фитасов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время вопросы деятельности Передовых инженерных школ (ПИШ), созданных в 2022 году в рамках федерального проекта «Передовые инженерные школы», опыт участников проекта, а также анализ современных тенденций в инженерной подготовке являются предметом внимательного и глубокого изучения [1-8].

В ННГУ им. Н.И. Лобачевского была создана Передовая инженерная школа (ПИШ ННГУ) «Космическая связь, радиолокация и навигация» с пятью профильными отделениями.

Цель ПИШ ННГУ – существенный вклад в обеспечение технологического суверенитета и превосходства в области радиосвязи, радиолокации и навигации.

Задачи ПИШ ННГУ:

- реализация масштабируемой системы подготовки инженерной элиты с образовательным фундаментом классического университета и исследовательским типом мышления;
- выполнение передовых разработок в интересах индустриальных партнеров;
- подготовка инженеров-лидеров технологических проектов и предпринимательства.

На базе Радиофизического факультета ННГУ и отделения радиолокации и радиосвязи ПИШ ННГУ реализуется образовательная программа (ОП) «Радиотехнические системы и комплексы сбора и обработки информации» в рамках специальности 11.05.02 «Специальные радиотехнические системы». В 2023-2024 гг. на новую образовательную программу принято 70 студентов на 1й курс.

В настоящее время в рамках проекта ПИШ ННГУ созданы специальные образовательные пространства (СОП), предназначенные для обучения студентов теории и практике специальных радиотехнических систем и основ радиолокации с использованием современных систем и комплексов сбора и обработки радиолокационной информации и современных сетевых информационных технологий.

В рамках ОП созданы учебно-лабораторные интерактивные комплексы и лаборатории:

1) Специальные радиотехнические системы
2) Радиолокационная лаборатория
3) Лаборатория мобильных систем связи
4) Лаборатория антенной техники и СВЧ устройств.

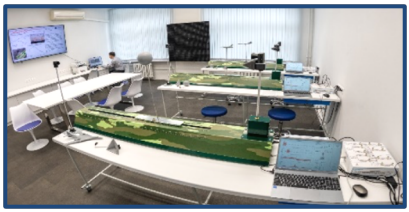


Рис.

Заключение

Создание современных оснащенных высокотехнологичным оборудованием СОП позволит к 2030 году выпускать ежегодно около 30 инженеров – специалистов в области специальных радиотехнических систем, имеющих одновременно глубокую академическую подготовку, развитые прикладные профессиональные компетенции и опыт реальной практической работы.

[1] Рудской А.И., Боровков А.И., Романов П.И. Инженерное образование: опыт и перспективы развития в России. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018, 224 с.
[2] Передовые производственные технологии: возможности для России. Экспертно-аналитический доклад: монография / Под ред. А.И. Боровкова. – СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020, 436 с.
[3] Тихомиров Г.В., Рыжов С.Н., Вовчук Р.И. // Инженерное образование в цифровом обществе: Материалы Международной научно-методической конференции в двух частях, Минск, 14 марта 2024 года. 2024. С. 218.
[4] Барбашина Н. С., Тихомиров Г.В., Шевченко В.И. // Профессорский журнал. Серия: Технические науки. 2023. № 1(6). С. 4.

[5] Сачава Д.С. // Сборник тезисов докладов VI Международного форума, Санкт-Петербург, 15–16 октября 2024 года. 2024. С. 29.
[6] Некоркин С.М., Зверева О.Е., Лысяков Д.Н., Аминов Р.Б. // Тр. XXVII научн. конф. по радиофизике. (Н. Новгород, 15-25 мая 2023 г.). – Н. Новгород: ННГУ, 2023. С. 595.
[7] Фаддеев М.А., Масленникова Ю.В. // Тр. XXVIII научн. конф. по радиофизике. (Н. Новгород, 14-31 мая 2024 г.). – Н. Новгород: ННГУ, 2024. С. 540.
[8] https://aes.unn.ru/

МНОГОУРОВНЕВАЯ СИСТЕМА ДОВУЗОВСКОЙ ПОДГОТОВКИ В ПЕРЕДОВОЙ ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЕ ННГУ

Ю.В. Масленникова, М.А. Фаддеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Для результативной деятельности Передовой инженерной школы (ПИШ) ННГУ им. Н.И. Лобачевского требуется многоэтапная довузовская подготовка будущих абитуриентов и студентов. Из-за большого объёма и сложности учебного материала эффективная система строится в рамках дополнительного образования, что позволяет начать обучение физике мотивированных школьников, начиная с 5-го класса.

Общая схема разработанной системы взаимосвязи объема знаний и уровня развития познавательных умений приведена на рис. 1. Столбцы соответствуют разным возрастным категориям: I → 5 – 6 классы; II → 7 – 8 классы; III → 9 – 11 классы.

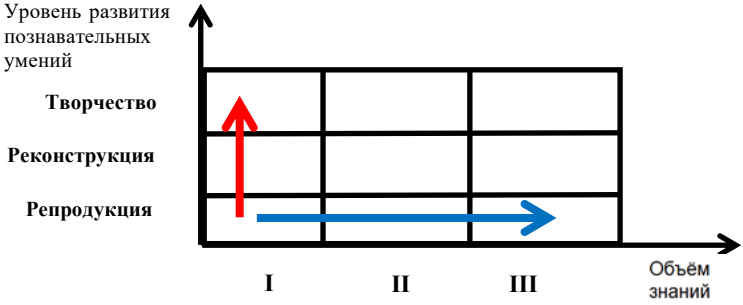


Рис. 1

Основная трудность обучения школьников младшего возраста заключается в том, что они ещё не воспринимают абстрактные понятия физики и не владеют необходимым математическим аппаратом. Восприятие окружающего Мира конкретно. Дети видят предметы, явления, процессы. Следовательно, начинать обучение физике следует с качественных экспериментов [1]. При этом целесообразно занятия проводить в группах не более 8 человек, чтобы они постоянно находились в поле зрения педагога. После демонстрации, проведенной учителем, школьники повторяют опыт самостоятельно.

Следующим шагом является использование простейших измерительных приборов. Результаты опытов могут быть описаны уже количественно. Цена наименьшего деления используемого прибора дает школьнику начальное понятие о точности измерения.

В процессе экспериментирования у мотивированных школьников пробуждается фантазия и они начинают самостоятельно модифицировать эксперименты, изобретая порой остроумные варианты. Широкий простор для творчества дают экспериментальные задания по гидростатике и геометрической оптике. Взрослея, учащиеся постепенно осваивают математические методы физики и могут выполнять эксперименты с более глубоким научным содержанием. Такая деятельность может проводиться в малых группах (2 – 3) человека, что готовит их к самостоятельной исследовательской работе.

Схематично этапы инженерно-физического школьников в порядке усложнения приведены на рис. 2.

Рис. 2

Продвижение по горизонтальной оси на схеме 1 определяется не столь возрастом, сколь освоением абстрактных, обобщенных понятий физики, таких как материальная точка, координата, сила, скорость и ускорение, кинетическая и потенциальная энергия, импульс и т.п. При освоении абстракций школьники должны параллельно овладевать математикой, которая является и языком, и инструментом физики. Иерархия математических объектов, понятий и методов, необходимых школьникам для занятий экспериментальной физикой изображена на рис. 3.

Индивидуальные исследовательские работы школьников подразделяются на два типа. Учащиеся основной школы (обычно 8 – 9 классы) выполняют учебно-исследовательские работы (УИР), которые, вообще говоря, не претендуют на новое слово в современной физике. Часто УИР представляют собой оригинальное развитие школьной лабораторной работы. Достоинством таких УИР является возможность выполнения на оборудовании школьного физического кабинета [2]. В то же время структура УИР соответствует «настоящей» научной работе. В работе должна быть указана актуальность, сформулированы цель и отдельные задачи. После изложения теоретического минимума описывается методика эксперимента, используемое оборудование. Результаты измерений подвергаются необходимой математической обработке. Текст работы заканчивается обсуждением и анализом результатов.

Рис. 3

Характерным примером является работа, выполненная ученицей 8-го класса, посвященная экспериментальному исследованию колебаний плавающего тела. Данная УИР докладывалась на нескольких конференциях школьных исследовательских работ и была удостоена дипломов высокой степени.

Старшеклассники, имеют возможность выполнять индивидуальные исследовательские работы, используя ресурсы Лаборатории инженерной и физической подготовки студентов и абитуриентов Передовой инженерной школе ННГУ, развернутой на базе Научно-исследовательского физико-технического института (НИФТИ). Эти школьники, под руководством специалистов высокой квалификации, могут участвовать в научной работе по тематике лабораторий и отделов НИФТИ. Школьнику предоставляется часть работы, которая может быть выполнена вполне осмысленно при соответствующей теоретической и технической подготовки. В начале своей научно-исследовательской работы (НИР) учащийся знакомится с лабораторией, руководитель формулирует цель работы. Конечно, при изучении необходимого теоретического материала школьнику придется выйти за пределы школьного курса физики, но сотрудники Лаборатории инженерно-физической довузовской подготовки, образно выражаясь, «дают школьнику откусить столько, что он мог проглотить». Выполнение НИР происходит под непрерывным контролем руководителя, который, к тому же, следит за соблюдением техники безопасности.

Примеры выполненных НИР последнего года приведены ниже.

1. Полупроводниковый кристалл GaAs с квантовыми точками InAs и приборы на его основе.
2. Исследование зависимости плотности образцов оксида алюминия от температуры спекания.
3. Исследование температурных зависимостей выходных параметров GaAs-лазеров.

4. Определение температуры фазового перехода в системе Ni-Ti-Hf.
5. Изучение микроструктуры керамики на основе карбида вольфрама.
6. Измерение термоэлектрических характеристик теллурида висмута.
7. Исследование вольт- и ватт-амперных характеристик светодиодов.
8. Моделирование разрушения слоистых материалов при изгибе.
9. Выращивание кристаллов тартратов в метасиликатном геле.
10. Металографические исследования образцов высокочистой меди.

УИР и НИР школьников, выполненные в рамках нашей системы довузовской подготовки, докладываются на различных конкурсах и конференциях НОУ. Обязательным мероприятием является выступление на Конкурсе научно-исследовательских и инженерных работ школьников «Физика, технологии и инженерия будущего», который дважды в год проводится на базе НИФТИ. По условиям Конкурса победители получают дополнительные баллы к ЕГЭ.

За последние два года наши воспитанники были удостоены наград на мероприятиях, проводимых в разных регионах России:

- Городская конференция НОУ «Эврика», Нижний Новгород,
- Балтийский научно-инженерный конкурс, Санкт-Петербург,
- Конкурс проектных работ «Гениальные мысли», Москва,
- Международная Научная конференция школьников «Колмогоровские чтения», Москва,
- Международная научная конференция школьников «Сахаровские чтения», Санкт-Петербург,
- Конференция «Харитоновские чтения», Саров,
- Всероссийский конкурс проектов "Перспектива", Екатеринбург,

что является доказательством эффективности разработанной системы многоуровневой довузовской подготовки.

[1] Никитина Т.В. // Учебный эксперимент в образовании. 2024. № 2 (110). С. 95.
[2] Фаддеев М.А., Масленникова Ю.В. // Сборник трудов XVII Международной конференции. Физика в системе современного образования. – Санкт-Петербург. РПГУ, 2023. С. 452.

РОЛЬ И МЕСТО СПЕЦИАЛИСТОВ ПО ВНЕДРЕНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ РАДИОФОТОНИКИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКОМ ИНСТИТУТЕ

С.М. Некоркин, М.Е. Францев, М.В. Журба

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Одной из основных задач технологического перевооружения организаций радиоэлектронной промышленности в РФ является реализация мероприятий по внедрению новых технологий радиофотоники [1, 2]. Успешное внедрение радиофотонных технологий в радиотехнических изделиях напрямую зависит от квалификации специалистов, которые работают в этом направлении. Стоит выделить особую роль специалистов, которые занимаются исследованиями возможности применения инновационных радиофотонных устройств в профильных изделиях. Таким специалистам часто приходится иметь дело с макетными образцами, которые далеки от конечного изделия. Не правильная оценка применимости инновационного продукта в реальных устройствах может привести к дополнительным затратам на этапе НИОКР в НИИ, занимающейся его разработкой, а в некоторых случаях и приостановкой работ в этом направлении и т.д. Для работы с подобными образцами требуются более глубокие познания последних тенденций развития, а также углубленное изучение физических принципов функционирования имеющейся и перспективной радиофотонной компонентной базы. Специалист должен хорошо ориентироваться в основах проектирования квантовых приборов и систем. В этом случае успешная подготовка радиоинженеров с глубокими знаниями радиофотонных технологий будет иметь ключевое значение.

На сегодняшний день имеется много образовательных организаций и организаций, осуществляющих образовательную деятельность, которые проводят подготовку специалистов радиофотонной направленности. В России подготовка кадров в области фотоники ведется в рамках следующих направлений: 11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи», 12.03.03 «Фотоника и оптоинформатика», 12.03.05 «Лазерная техника и лазерные технологии» и др. В ситуации, когда внедрение новых технологий радиофотоники в реальные радиотехнические устройства требуется в краткосрочной перспективе, то и обучение необходимо проводить краткосрочное. Поэтому будет целесообразно использовать дополнительное профессиональное образование, которое можно получить добавочно к базовому, например, к высшему профессиональному образованию. На наш взгляд, имеется успешный опыт переподготовки радиоинженеров по программе, разработанной в Московском технологическом университете МИРЭА «Фотоника и радиофотоника в радиоэлектронных системах сверхвысокочастотного диапазона». В двухмодульную программу входят «Основы классической оптики» и «Применение фотонной и радиофотонной технологий в перспективных радиоэлектронных системах СВЧ диапазона». Программа направлена на получение компетенций, необходимых для приобретения новой квалификации: инженер-разработчик радиоэлектронных систем с применением радиофотоники [3].

Специалистами АО «ФНПЦ «ННИИРТ» разработана дополнительная профессиональная программа профессиональной переподготовки работников разрабатывающих подразделений по курсу «Способы применения методов и средств фотоники для приема, обработки, передачи и генерации радиосигналов». Лицам, успешно освоившим программу и прошедшим итоговую аттестацию, выдается диплом о профессиональной

переподготовке, дающий право на выполнение нового вида профессиональной деятельности, связанной с разработкой оптотехники, оптических и оптико-электронных приборов и комплексов и сопровождение их производства в рамках имеющейся квалификации. К освоению программы профессиональной переподготовки допускаются лица, имеющие высшее образование (диплом бакалавра, специалиста, магистра) по направлению 11.00.00 «Электроника, радиотехника и системы связи», 09.00.00 «Информатика и вычислительная техника», 01.00.00 «Математика и механика», 02.00.00 «Компьютерные и информационные науки», 03.00.00 «Физика и астрономия», 15.00.00 «Машиностроение», 16.00.00 «Физико-технические науки и технологии».

Курс разработан с использованием широкого спектра научно-технической литературы, включающий в себя монографии, учебные пособия, журнальные статьи, диссертационные работы, справочники, каталожные материалы предприятий-изготовителей и др.

Структура программы содержит следующие модули: «Введение в радиофотонику», «Микроволновая твердотельная радиофотоника», «Компьютерные технологии при разработке элементов фотоники (радиофотоники)», «Приборы и устройства радиофотоники», «Радиофотонные методы генерации и обработки радиочастотных сигналов», «Интегральная реализация элементов аналоговых оптических трактов», «Технологии перспективных материалов электроники и радиофотоники». Хочется отметить, что программа предусматривает модуль, связанный с концепцией построения радиотехнических профильных изделий института, от общих основ построения до конкретных требований к характеристикам устройств радиофотоники, которые могут в них применяться.

Курс подробно рассматривает области применения радиофотоники, фундаментальные и практические преимущества внедрения, а также общие принципы построения и современный уровень её мирового развития. Рассматриваются основные аспекты твердотельной радиофотоники, физико-технические основы радиофотонных приборов и интегральных схем на их основе, теория и методы проектирования оптических систем. Рассмотрены вопросы программной среды совместного моделирования элементов СВЧ и оптического диапазона, а также основные источники и приемники излучения. Отдельно рассматриваются аспекты получения гетероструктур и изготовление на их основе лазеров и фотодиодов. Подробно рассмотрены оптические усилители, модуляторы оптического излучения, оптические волокна и технология их изготовления, трансиверы ВОЛС, радиофотонные аналоговые тракты, радиофотонные аналоговые процессоры и многое другое.

В программе курса предлагается большое количество примеров практического применения технологий радиофотоники в современной радиотехнической технике, а также содержит разбор методов и подходов, изложенных в периодической научно-технической литературе и квалификационных работах.

Для углубления понимания изучаемого материала предлагается выполнить ряд лабораторных работ, в ходе которых будут проведены исследования, направленные на получение результатов, имеющих важное значение с точки зрения успешного освоения программы обучения.

Курс обучения может быть реализован в виде трех программ повышения квалификации: «Микроволновая твердотельная фотоника. Методы проектирования», «Приборы и устройства радиофотоники», «Радиофотонные технологии в радиотехнических

изделиях». Повышение квалификации является более эффективной формой организации обучения, так как предполагает более короткие сроки и перерывы между программами, в течение которых работник, прошедший обучение, имеет возможность углубить полученные знания на семинарах, конференциях, получить ответы на отдельные вопросы, связанные с программой обучения. На основании анализа проведенного обучения организаторы обучения могут внести коррективы в следующую программу.

Таким образом, роль и место специалистов по внедрению технологий радиофотоники в радиотехническом институте, особенно специализирующееся на исследованиях возможности применения инновационных радиофотонных устройств в профильных изделиях являются ключевыми. С целью подготовки специалистов такой квалификации предлагается проводить обучение радиоинженеров по программе дополнительного профессионального образования с учетом специфики, разрабатываемой продукции. Курс переподготовки (повышения квалификации) целесообразно разрабатывать на основе обобщенного методического подхода к анализу и синтезу основных технологий радиофотоники систем радиотехнической направленности; примеров практического применения фотонных технологий в радиотехнике; методов и подходов, изложенных в современных периодических изданиях.

[1] Лазер-информ: информационный бюллетень Лазерной ассоциации. 2023. № 18 (753). С. 1.
[2] Кротов Ю.А. // Лазер-информ: информационный бюллетень Лазерной ассоциации. 2023. № 18 (777). С. 1.
[3] Белкин М.Е., Кудж С.А., Сигалов А.С. // Российский технологический журнал. 2016. № 1 (10). С. 4.

ОРГАНИЗАЦИОННО-МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ С ОБЩЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫМИ ОРГАНИЗАЦИЯМИ

М.В. Журба, Н.В. Королева

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Традиционно сотрудничество крупных предприятий с общеобразовательными организациями (школами) носило односторонний характер. У предприятий имелись так называемые подшефные школы, которым оказывалась материальная поддержка: выделялись средства, направляемые чаще всего на текущий ремонт или приобретение оборудования. Идея о том, что предприятие может организовать работу со школами с целью ранней подготовки кадров не находила широкого распространения.

В последние годы промышленные предприятия столкнулись с новыми вызовами. С 2016 по 2024 г. практически в два раза снизилась доля учащихся, сдающих ЕГЭ по физике (с 26% до 14,4%) [1]. По данным сервиса по поиску работы SuperJob, курьерам предлагают заработную плату на 19% больше, чем людям с высшим образованием, причем спрос на курьеров продолжает расти [2].

Таким образом, возникает сложная ситуация: с одной стороны, падает интерес школьников к физике и к математике, а наличие на рынке более легких возможностей заработка снижает мотивацию выпускников к получению сложного технического образования.

С другой стороны, высокотехнологичное производство, в котором заняты высококвалифицированные кадры (причем не только с высшим, но и со средним профессиональным образованием) сегодня является главным стратегическим драйвером экономики, особенно в условиях реализации программы по импортозамещению.

Всеобщее «увлечение» программированием, рост популярности специальностей, связанных с информатикой, также оттягивают потенциальные кадры от промышленности. Программисты востребованы практически везде, однако, инженеры нужны также в области машиностроения, авиастроения, станкостроения, радиотехники, кораблестроения, энергетики и т.д., нужны те, кто будут создавать «железо» для компьютерных программ.

Столкнувшись с отсутствием кадров по рабочим и инженерным специальностям большинство предприятий приняли решение повысить заработную плату, расширить список предоставляемых льгот (медицинская страховка, льготная ипотека, отсрочка от военной службы и т.д.), внедрили программы стимулирования обучающихся по программам среднего профессионального и высшего образования (заключение договоров о целевом обучении, выплата стипендий).

В последние годы государство и крупные предприятия реального сектора «вспомнили» забытое слово «профориентация» и стали реализовывать различные проекты в этой сфере. На федеральном уровне появилась обязательная для всех школ программа «Россия – мои горизонты», цель которой познакомить учащихся с профессиями. Предприятия стали предлагать экскурсии, на которых учащиеся знакомятся с предприятием и дается информация о наиболее востребованных профессиях.

На наш взгляд, все эти действительно важные меры являются вторичными. Первичным является формирование интереса учащихся инженерному делу, к

производству, науке, а в школе – к точным наукам (математике, физике, химии и т.д.). Без сформированного интереса, без мотивации заниматься сложным делом, выпускники не стремятся выбирать программы высшего образования, связанные с инженерными специальностями. По нашему мнению, именно участие специалистов крупных промышленных предприятий может способствовать формированию мотивации учащихся.

Очень важно, чтобы взаимодействие крупных предприятий со школами проводилось с учетом достижений педагогики и психологии, т.е. опиралось на теоретико-методическую базу.

Специалистам в области профессиональной ориентации хорошо известна теория самоопределения Е.А. Климова, которая часто выражается в виде формулы выбора профессии: ХОЧУ, МОГУ, НАДО [3]. Обычно эта формула рассматривается с позиции ребенка, находящегося в процессе профессионального самоопределения. Он может определить, что ему хочется, какие у него есть для этого способности и насколько эта будущая профессия соответствует потребностям рынка труда.

Теория Е.А. Климова должна стать методической основной взаимодействия предприятий и общеобразовательных организаций, но ее следует рассматривать не с позиции учащегося, а с позиции предприятия, заинтересованного в «выращивании» мотивированных высококвалифицированных кадров.

При формировании мотивации следует учитывать онтогенетические аспекты. Именно в старшем школьном возрасте на основе совершенно новой, впервые возникающей социальной мотивации развития происходят коренные изменения в содержании и соотношении основных мотивационных тенденций [4]. У подростков выбор дальнейшего пути совершается нередко под влиянием внешних обстоятельств или является актом подражания старшим товарищам. Старшеклассники способны взвешивать внешние и внутренние обстоятельства, что позволяет им принимать достаточно осознанные решения.

Главным мотиватором человека является интерес. Интерес – это специальный психический механизм, побуждающий человека к деятельности, приносящей эмоциональное насыщение. Как считал Л.С. Выготский, интересы не приобретаются, а развиваются [5]. Д.А. Кикнадзе утверждал, что потребность только тогда порождает интерес, когда ее удовлетворение встречает затруднения в силу каких-либо объективных или субъективных факторов [6]. Согласно А.Н. Леонтьеву, формирование интереса происходит в ходе деятельности [7].

Для нашего исследования особый интерес представляют познавательная и ценностно-ориентационная деятельность. С.С. Мирзоев выделяет три уровня развития познавательных интересов и соответственно, педагогических воздействия с целью формирования познавательных интересов обучающихся [8].

Для подросткового и юношеского возраста характерны второй и третий уровни, а именно: интерес к зависимостям, причинно-следственным связям, познанию существенных свойств предметов и явлений, и интерес к проникновению в сущность теоретических проблем, осуществлению деятельности свои собственным путем. Для формирования таких интересов предлагается организовать систематическую поисковую деятельность через решение задач, создание проблемных ситуаций, использование исследовательского подходов, организацию наблюдений, в то время, как большинство

мероприятий, проводимых в рамках взаимодействия предприятий со школами, носят как раз фактологический характер (экскурсии, встречи – беседы, просмотр видео и т.д.) и по сути, формируют эмоциональное отношение учащихся к данному предприятию и его деятельности (а может к самой экскурсии).

Организационно эта задача может быть решена в различных формах.

Два года назад АО «ФНПЦ «ННИИРТ» организовал обучающий курс для учащихся 10 классов по теме «Введение в радиотехнические дисциплины», в рамках которого учащимся было предложено выполнить и защитить перед комиссией научно-технические проекты. Занятия вели специалисты предприятия, а проектами руководили молодые наставники из числа инженеров.

Далее было решено использовать проектную деятельность как для теоретического, так и для практического обучения старшеклассников. В рамках подготовки проектов по различным темам они погружались в теорию физики, а также углубляли знания по математике.

Следующим этапом может стать организация работы группы старшеклассников над одним большим проектом по теме, актуальной для предприятия. Важным моментом должен стать выбор темы: данный проект должен помочь предприятию решить какую-либо сложную проблему, связанную с выпуском изделий. Один проект подразумевает распределение ролей в соответствии с профессиями, принятыми на предприятии. Например, ребята могут выполнять функции разработчиков, конструкторов, технологов, монтажников и т.д.

Более сложными формами организации подобной деятельности может стать учебно-производственный центр, созданный несколькими предприятиями для всех общеобразовательных организаций района города. Для реализации этой идеи требуется материальная помощь со стороны предприятий (закупка оборудования и комплектующих) и органов власти (предоставление помещений, нормативное обеспечение, кадры). Учебно-производственный центр должен позволить учащимся попробовать себя в роли различных специалистов: от рабочих до инженеров. При этом профессиональные пробы должны обязательно сопровождаться углубленной теоретической подготовкой в форме исследовательских или прикладных проектов.

При наличии долгосрочной кадровой стратегии предприятием может быть создан лицей (9-11 классы), миссией которого стала бы подготовка специалистов для предприятия (рабочих, инженерных). Примером такого образовательного учреждения является лицей компании I-Spring, которая готова вкладываться в талантливых ребят, выращивая из них будущих программистов компании. Важно, что преподавателями лицея должны быть сотрудники предприятия.

Такая система профориентации имеет целью не просто помочь ученикам определиться с выбором профессии, а заранее сформировать их мотивацию к инженерной профессии, к поступлению именно в региональный вуз или техникум, к конкретному предприятию.

Существует ряд препятствий, которые в настоящее время мешают полноценной реализации данных идей.

Во-первых, конкуренция за высококвалифицированные кадры между промышленными предприятиями, которая мешает объединить усилия, например, для создания

учебно-производственного центра и выделения специалистов для работы с общеобразовательными организациями.

Во- вторых, органы власти заинтересованы, прежде всего, в проведении мероприятий, в которых принимает участие максимальное количество учащихся из максимального количества школ. Такие мероприятия не представляют интерес, в частности, для учащихся, которые уже сделали осознанный выбор в пользу определенных видов профессиональной деятельности и не собираются связать свою жизнь с крупной промышленностью. Это снижает эффективность проводимой работы.

В-третьих, препятствием является длительный срок реализации таких проектов: результат может быть получен спустя 5-6 лет после начала работы, а кадры нужны сегодня и в большом количестве.

Наконец, при предлагаемом подходе существует высокий риск «ошибки»: учащийся вправе выбрать другой путь, поступить на другую специальность, либо после получения профильного диплома пойти работать на другой предприятие.

Несмотря на данные препятствия, предлагаемая модель позволяет выстроить долгосрочные отношения с будущими работниками, сформировать их мотивацию к техническим наукам, и в конечном итоге, «вырастить» мотивированного высококвалифицированного специалиста, хорошего разбирающегося в специфике предприятия и разделяющего его ценности.

[1] https://tass.ru/obschestvo/23073687
[2] SuperJob оценил разрыв в зарплатах курьеров и людей с высшим образованием https://www.rbc.ru/economics/17/03/2025/67d453319a7947538db348a2
[3] Климов Е.А. Психология профессионального самоопределения: Учеб. Пособие для студ .высш. пед. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2004, 304 с.
[4] Божович Л.И. Познавательный интерес и пути их изучения // Известия АПН РСФСР. 1955. № 73. С. 12.
[5] Выготский Л.С. Детская психология / Под ред. Д. Б. Эльконина. – М.: Педагогика, 1984, 433 с.
[6] Ильин Е.П. Мотивация и мотивы. — СПб.: Питер, 2002. С. 165.
[7] Леонтьев А.Н. Деятельность. Сознание. Личность. – М.: Политиздат, 1975, 304 с.
[8] Мирзоев С.С. Психолого-педагогические основы формирования познавательных интересов // Наука и школа. 2011. № 2. С. 99.

ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ КОРПОРАТИВНОГО ОБУЧЕНИЯ В ФОРМЕ САМООБРАЗОВАНИЯ

Р.Б. Аминов

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Образование необходимо для того, чтобы человеческое общество стало более устойчивым в окружающем нас мире, его члены в целом были более успешными.

Поэтому предприятия для повышения своей конкурентоспособности организуют регулярное корпоративное обучение, стремясь поддержать должный образовательный уровня своих работников.

Современные исследователи дают достаточно общее определение корпоративного обучения (КО): Система корпоративного обучения – это комплекс процессов, техник и структур, направленный на развитие персонала путем устранения компетентностных дефицитов и/или приобретения новых профессиональных компетенций, учитывающий социально-трудовые характеристики работника и специфику организации, с целью обеспечения устойчивого развития организации [1].

В более простом виде КО – это процесс передачи знаний и умений, опирающийся на, учеников, учителей, знания и методики обучения, и служащий для устойчивости и успешности предприятия.

Одна из задач нашего подразделения – достижение необходимого уровня подготовки сотрудников разрабатывающих подразделений. И мы ищем пути совершенствования КО.

Однако известная система КО недостаточно эффективна [1]:

- трудно определить реальные потребностей в обучении, так как стратегические цели организации и цели подразделений управления персоналом не коррелируют между собой;
- приходится отрывать работников от рабочего процесса на период обучения;
- структура образовательной программы несовершенна: пропорции теории и практики, узкая направленность образовательных программ, несоответствие уровню технологий, низкая практическая ценность;
- работники не мотивированы на обучение;
- методы оценки эффективности обучения не информативны; они позволяют оценить расходы на обучение, а как это отражается на результативность организации – непонятно.

Надо еще учесть, что:

- привычный способ организации образовательного процесса затратен;
- остается элемент принуждения к обучению и, как следствие, существует стремление увернуться от этой дополнительной нагрузки.

Как исправить недостатки корпоративного обучения?

Считая обучение необходимым процессом, сформулируем сначала общее понимание процесса, которое должно остаться, а затем преобразуем недостатки КО в требования, которым должен отвечать искомый образовательный процесс.

Итак, обучение – это передача знаний от более опытных к менее опытным, опирающееся на учителей, обучаемых и средства обучения и служащее для решения возникающих проблем. То есть, предприятие определяет задачи для решения,

оценивает недостаток знаний и умений соответствующего персонала и самостоятельно или с помощью образовательной организации составляет программы обучения. После этого подбираются преподаватели и организуется обучение. Результаты обучения выражаются итоговыми аттестациями и изменением в работе сотрудников.

Теперь сформулируем из недостатков достоинства или требования к обучению:

- обучение точно соответствует задачам предприятия, а не подразделения;
- обучающиеся работники не отрываются от рабочего процесса; формат обучения согласован с каждым работником;
- образовательная программа совершенная;
- каждый работник мотивирован (лично заинтересован) на обучение;
- эффективность обучения оценивается четко и сразу;
- затраты на обучение малы;
- вместо принуждения – стремление работника учиться.

Пока не будем уточнять, как это все достигается. Применим все эти требования к процессу обучения и определим, на что это похоже.

Малые затраты и стремление работника учиться дают самообразование. Так и назовем этот идеальный процесс – «корпоративное самообразование».

Действительно, исполнитель сам реализует свои стремления. Он самоорганизуется. Затраты на это небольшие. Исполнитель растет, как личность.

Но обычное самообразование, как правило, не носит системный характер и может не иметь ничего общего с задачами предприятия. Это посещение тематических выставок и семинаров, сбор и систематизацию информации по интересам исполнителя и к тому же вне рабочего времени [3].

Тогда требования к нашему корпоративному самообразованию дополняются:

- получение знаний идет систематически, по плану предприятия;
- самообразование отвечает интересам и предприятия, и исполнителя;
- самообразование происходит в рамках решаемых исполнителем задач;
- предприятие однозначно контролирует весь процесс.

И получается следующий образовательный процесс:

Предприятие по своим задачам формулирует задания, определяет сроки и стимулы для исполнителей.

Исполнители на свой страх и риск ищут решение, выполняя порученную работу и добывая при этом необходимые знания, рассчитывая на дополнительное поощрение. Правильность самообразования определяется успехом в решении поставленной задачи и соответствием полученных знаний научной картине мира.

Найденное решение оценивается коллективом, коллегами по определенным критериям, например, по реализуемости решения и по полученному адекватному представлению о решенной проблеме.

После оценки коллегами знания становятся общественным достоянием.

Вроде, осуществить вполне возможно. А раз можно, значит и нужно.

Остается вопрос – как это организовать? Предприятие должно каким-то образом стимулировать решение производственных проблем за счет повышения образованности. И получать выгоду от повышенной образованности.

Видимо, нужно взять за основу обычный производственный конкурс и модифицировать его. Необходимо также предусмотреть использование более

образованных исполнителей.

Для каких видов работ подходит это «корпоративное самообразование»?

Если по степени новизны выполняемые исполнителями работы можно условно разделить на пять уровней:

1) Нужен результат, как получить известно, вся для получения есть, есть время, надо только сделать. Рутина.
2) Надо обоснованно выбрать из нескольких вариантов и сделать.
3) Сформулировать требования к недостающему звену, найти готовое по сформулированным требованиям и сделать работу.
4) Если готового нет, изменить рабочий процесс, и сделать недостающее звено из известного.
5) Когда не известно, что менять.

Работы уровней 1-3 покрываются обычным профильным высшим образованием.

А вот для работ 4 и 5 уровней как раз и требуется искомое корпоративное самообразование. Придется по ключевым словам определять области знаний, знакомиться с учебными дисциплинами, подбирать процессы и модели под свою проблему. Нужно уметь анализировать, обобщать, делать выводы, строить модели процессов и проводить мысленные эксперименты.

Таким образом, рассматриваемое корпоративное самообразование подходит для наукоемких, инженерных работ.

Заключение

Самообразование отвечает интересам и предприятия, и исполнителя.

Корпоративное самообразование подходит для наукоемких, инженерных работ.

[1] Сорокин С. Б. Разработка инструментов и методов управления и развития системы корпоративного обучения организации //дисс. … канд. экон. наук: 5.2.6, НГТУ, Н. Новгород, 2024, 159 с.

[2] Кузнецов В.В. Корпоративное образование: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений – Екатеринбург: Изд-во Рос. гос. проф.-пед. Ун-та, 2010, 227 с.

[3] Дорофеева Т.Г. Профессиональное самообразование: учебное пособие – Пенза: РИО ПГАУ, 2020, 200 с. // https://obuchalka.org/20200901124307/professionalnoe-samoobrazovanie-dorofeeva-t-g-2020.html

ПОДГОТОВКА КОМПЛЕКСА ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО РАЗРАБОТКЕ ВСТРОЕННОГО ПО НА ПРОЦЕССОРАХ ARM

А.А. Ковшиков, М.М. Сорохтин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В работе представлен результат подготовки комплекса лабораторных работ по разработке программного обеспечения для встраиваемых процессоров и систем-на-чипе. Подготовлены задачи для решения на лабораторных работах, разработаны вспомогательные программные компоненты.

При разработке многих современных приборов, использующих цифровую обработку сигналов, часто используются встраиваемые вычислительные системы на основе цифровых процессоров. Среди встраиваемых процессоров лидирующие позиции занимают процессоры архитектуры ARM (Advanced RISC Machines), благодаря высокой вычислительной производительности при низком энергопотреблении они особенно эффективны в портативных устройствах. Процессорные архитектуры ARM подробно документированы и поддерживают не только работу с пользовательскими программами, но и работу операционных систем, таких как Linux.

В данное работе описывается подготовка комплекса лабораторных работ для учащихся ВУЗов по созданию и отладке собственных программ для обработки аудиосигналов и изображений на базе имеющихся на рынке недорогих микропроцессорных комплектов из системы-на-модуле Allwinner T113 архитектуры ARM (см. рис. 1) и цветного жидкокристаллического экрана.

Система-на-модуле имеет богатый набор периферийных интерфейсов, среди которых:

- порт USB для подключения устройств ввода-вывода,
- аудиокодек с входом и выходом аналогового стереосигнала,
- сетевой порт Ethernet,
- последовательный порт командной консоли.

Рис. 1

Таким образом, микропроцессорный комплект имеет все необходимый периферийные интерфейсы для ввода изображений (для этого может использоваться Web-камера с интерфейсом USB) и вывода изображений (цветной экран), ввода и вывода аналоговых аудиосигналов звукового диапазона (для этого используется аудиокодек). При этом микропроцессор работает с цифровыми входными и выходными потоками изображений и звуков.

Студентам предлагаются две лабораторные работы по цифровой обработке изображений и звуков:

1) отображение осциллограммы и спектрограммы аудиосигнала,
2) обработка изображения пространственными фильтрами.

Для решения поставленных задач студентам предоставляются программные средства операционной системы Linux для работы с звуковой подсистемой ALSA (Advanced Linux Sound Architecture) и средства для работы с видеопотоком (подсистема

Video4Linux в ядре Linux). Для отображения графической информации на экране используются графические средства Linux – библиотека Qt.

Для облегчения взаимодействия с системными сервисами были разработаны библиотеки libaudio и libvideo, которые имеют простой программный интерфейс и могут быть использованы студентами без наличия глубоких знаний в области системного программирования.

Интерфейс Ethernet предназначен для загрузки программ, написанных студентами, на микропроцессор. Управление запуском программ осуществляется по последовательному порту в командной консоли.

Главное назначение лабораторных работ – дать студентам практические навыки подготовки собственных программы по обработке аудио- или видеосигнала в режиме реального времени с взаимодействием с периферийными устройствами – экраном, камерой и т.д. В процессе подготовки к выполнению работ студенты знакомятся со следующими технологиями:

1) Подготовка и сборка на инструментальном ПК программ для микропроцессора. Для сборки программ для процессора другой архитектуры используется специальный набор сборочных утилит – кросс-компилятор.
2) Пересылка файлов между инструментальным ПК и микропроцессорной системой по локальной сети Ethernet.
3) Запуск и отладка подготовленных программ и проверка результатов вычислений.
4) Спектральное оценивание в реальном времени по выборкам сигнала и построение спектрограммы.
5) Изучение фильтров для обработки изображений, в том числе сглаживающие фильтры, нелинейные фильтры выделения границ и фильтр повышения резкости.

Поскольку данные лабораторные работы включают в себя обработку аудио- и видеосигналов, были разработаны следующие вспомогательные библиотеки для работы с этими устройствами на языке C++.

Библиотека libaudio предназначена для упрощения взаимодействия с аудиокодеком и используется для управления параметрами оцифровки звука, подаваемого на линейный или микрофонный вход. Библиотека содержит класс, инкапсулирующий работу с периферией и предоставляющий функции запроса готовых выборок дискретизованного сигнала.

Библиотека разработана на основе прикладного программного интерфейса [3] звуковой подсистемы ОС Linux – Advanced Linux Sound Architecture (ALSA).

Библиотека libvideo предназначена для упрощения взаимодействия с видеокамерами, подключаемыми по интерфейсу USB. Библиотека предоставляет возможность запрашивать текущий кадр на камере в виде класса изображения из кроссплатформенной библиотеки Qt - QImage.

Класс QImage предоставляет интерфейс, наиболее удобный при работе с изображением, позволяющий напрямую его редактировать, сохранять в файл или выводить на экран платы.

Для взаимодействия с периферийными видеоустройствами класс использует программный интерфейс [4] подсистемы видео для ОС Linux - V4L2 (Video For Linux).

Программное обеспечение, исполняемое на плате, представляет собой операционную систему на основе ядра Linux и конфигурируемого набора пакетов, среди которых

командный интерпретатор (sh), библиотеки для работы программ на языках C/C++, графическая инфраструктура Qt и подготовленные вспомогательные библиотеки.

В лабораторной работе по визуализации аудиосигналов к плате подключается микрофон, а оцифрованный звук обрабатывается приложением, разрабатываемым студентом. Результат обработки должен отображаться на экране платы. Возможно отображение в виде осциллограммы, показанное на рис. 2 и в виде спектрограммы.

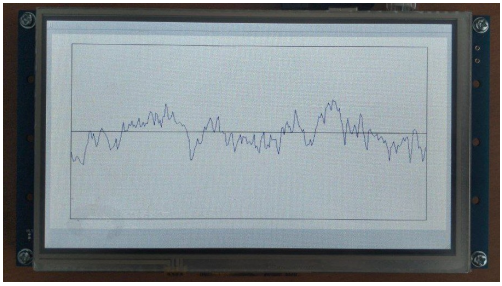


Рис. 2

В лабораторной работе по обработке изображений к плате подключается Web-камера. Изображение с камеры может быть получено при использовании библиотеки libvideo и обработано в программе студента. Обработанное изображение отображается на экране платы, как показано на рис. 3.

Рис. 3

Для отображения изображения можно воспользоваться стандартными средствами библиотеки Qt, однако в некоторых задачах обработки изображения, например, оконтуривании, - обычно используются тепловые карты. Такого инструмента нет в стандартных средствах, поэтому для отображения тепловых карт на экране разработан специальный инструмент, примеры его работы показаны на рис. 4. Инструмент предоставляет возможность использовать различные цветовые схемы, а также логарифмическую шкалу вдоль оси Y, что используется при построении спектрограмм.

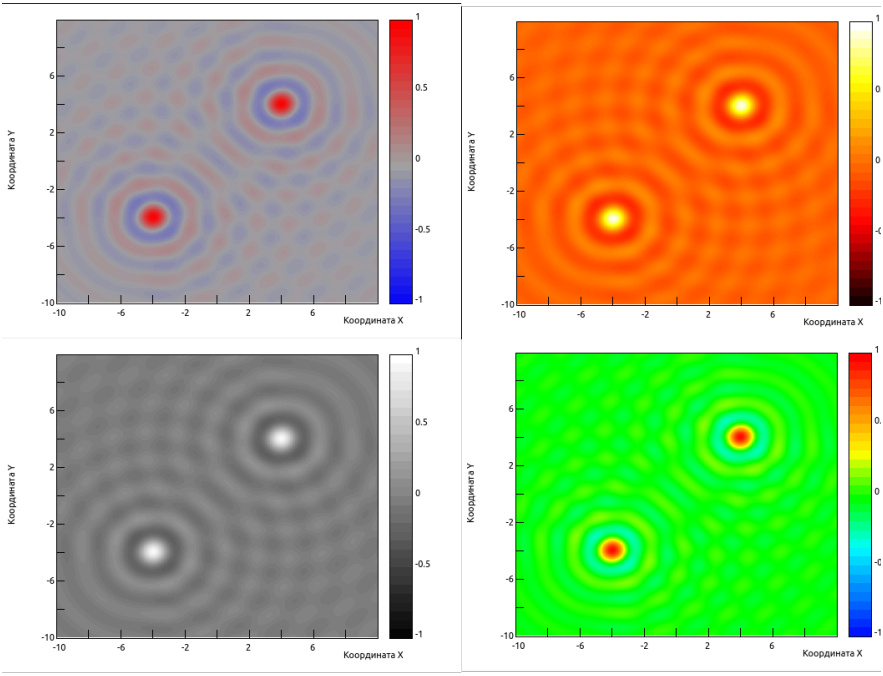


Рис. 4

[1] Обзор семейства архитектур ARM [Электронный ресурс]. URL: https://wiki.osdev.org/ARM_Overview.
[2] Описание платы SK-T113-LCD-MB StarterKit [Электронный ресурс]. URL: http://www.starterkit.ru/html/index.php.
[3] Документация API ALSA project [Электронный ресурс]. URL: https://www.alsa-project.org/alsa-doc/alsa-lib/index.html.
[4] Документация API Video for Linux [Электронный ресурс]. URL: https://www.kernel.org/doc/html/latest/userspace-api/media/v4l/v4l2.

ТЕМАТИКА НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ РАБОТ ШКОЛЬНИКОВ, ПРОХОДЯЩИХ ДОВУЗОВСКУЮ ПОДГОТОВКУ В ПЕРЕДОВОЙ ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЕ ННГУ

М.А. Фаддеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Настоящее время требует разработке наукоёмких технологий, для чего необходимо, в частности, создание принципиально новых материалов (нового химического состава, с новой микроструктурой, с новыми физическими свойствами).

Для измерения физических характеристик материалов используются различные современные методы исследования. Следует помнить, что достоверная информация получается при совпадении результатов, полученных независимыми методиками.

Целью данной работы была идентификация материала образца, о котором имелась нулевая начальная информация. В исследованиях использовались методики, имеющиеся в лабораториях НИФТИ ННГУ.

Исследуемый объект представлял собой тело неправильной формы массой 380 г, полученный взвешиванием на электронных весах (рис. 1).

Электрическое сопротивление образца, измеренное мультиметром, не превышало 0,1 Ом. Образец притягивался к постоянному магниту. Следовательно, на данном этапе работы можно предположить, что исследуемый образец является ферромагнитным металлом.

Измерение плотности образца проводилось известным методом двойного взвешивания (в воздухе и в воде) с помощью школьного динамометра. Величина плотности ρ была вычислена по формуле

$$\rho = \frac{F_1}{F_1 - F_2}\rho_0 , \qquad (1)$$

где F_1 и F_2 – вес образа в воздухе и в воде соответственно, ρ0 - плотность воды. В результате было получено значение 8,9 ± 0,3 г/см3. Эта величина плотности значительно сузила диапазон возможных материалов, но точность школьного динамометра обусловила значительную погрешность результата.

На следующем этапе работы изучалась микроструктура образца с помощью металлографического микроскопа Leica DM IRM. Небольшая часть образца (массой около 20 грамм), была залита эпоксидной смолой в шайбу диаметром 30 мм и высотой 18 мм. Пробоподготовка заключалась в шлифовании поверхности образца на станке BUEHLER, с последующей полировкой алмазными пастами с размерами абразивов 14/10, 5/3, 3/2 мкм и алмазной суспензией с размером абразива 1 мкм. Для наблюдения микроструктуры проводилось химическое травление поверхности. Оптимальным травителем оказался состав, состоящий из 50 мл соляной кислоты, 50 мл воды и 10 г медного купороса.

На рис. 2 показана наблюдаемая в микроскоп на двух участках поверхности образца зёренная структура, типичная для металлов. Размеры зёрен были измерены с помощью программы GoodGrains, затем проводилась статистическая обработка [1]. На участках шлифа вблизи границы образца зерна имели характерную вытянутую форму

со средний максимальный размер Lmax равен 83±33 мкм и неравноосностью Lmax/Lmin около 7. На участках вдали от границы неравноосность зерен около единицы и средний размер 4,0±1,7 мкм. Обнаруженные особенности формы зёрен характерны для слитка металла при его остывании [2].

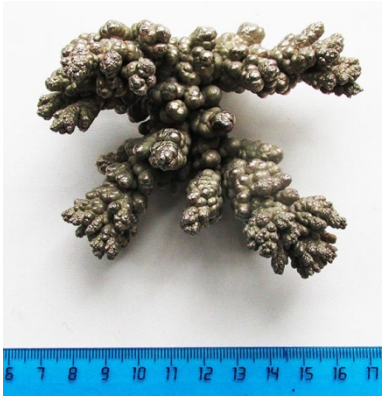


Рис. 1

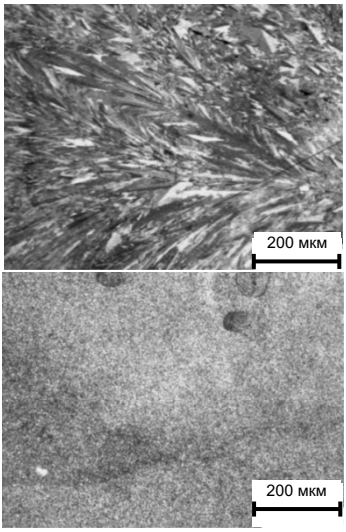


Рис. 2

В дальнейших исследованиях использовался растровый электронный микроскоп РЭМ Jeol JSM-6490 с рентгеноспектральным микроанализатором INCA Energy 350. Электронные изображения демонстрировали зёренную структуру, обнаруженную в ранее в оптической микроскопии. При рентгеноспектральном элементном анализе узкий пучок электронов с энергией 20 кэВ последовательно направлялся в различные точки поверхности образца [3]. Все спектры ХРИ имели аналогичный вид и содержали спектральные линии Kα, Kβ, Lα никеля, которые наблюдаются на рис. 3. Следовательно, исследуемый образец представляет собой слиток никеля.

Для более точного установления химического состава образца был проведен оптико-эмиссионный анализ на атомно-эмиссионном спектрометре с индуктивно-связанной плазмой Varian ICP-OES 720-ES.

Часть исходного образца массой 0,72 г была растворена в смеси соляной и азотной кислот, который разбавлялся бидистиллированной водой до объема 50 мл. Полученный раствор в виде аэрозоля в плазменную горелку, где при температуре около 10000°С атомы вещества возбуждаются и генерируют спектр оптического диапазона [4].

Постоянная память спектрометра содержит базу оптических спектров всех химических элементов и их ионов. Программное сравнение зарегистрированных линейчатых спектров с базой данных позволяет идентифицировать химические элементы, находившиеся в образце и их относительную концентрацию Идентификация каждого

элемента проводилась по пикам 12-и спектральных линий, один из которых изображен на рис. 4. Было обнаружено, что исследуемый образец никеля содержит небольшие примеси кобальта (0,01 масс. %), железа (0,006 масс. %), и меди (0,002 масс. %).

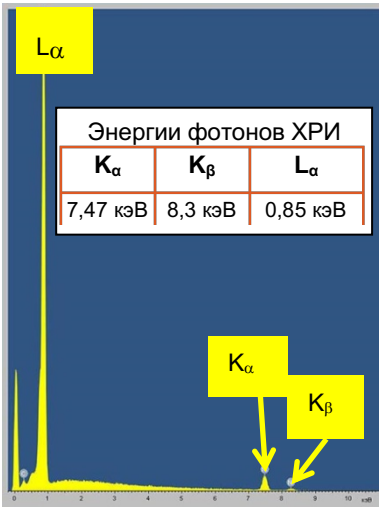


Рис. 3

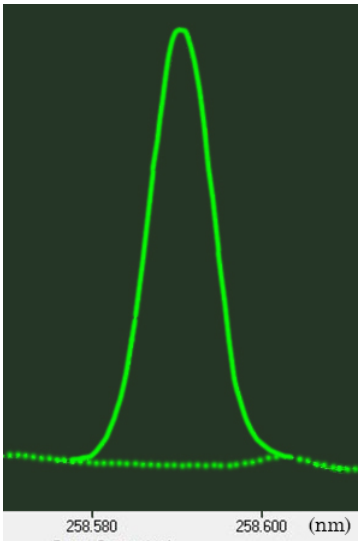


Рис. 4

В завершении работы было проведено исследование кристаллической структуры образца на рентгеновском порошковом дифрактометре HAOYUAN DX–2700BH. Угловое распределение интенсивности рассеянного рентгеновскими излучения содержит резкие дифракционные максимумы, положение которых на оси углов определяется геометрическими параметрами элементарной ячейки кристалла [5].

Рентгеновский эксперимент проводился на дифрактометре HAOYUAN DX–2700BH в симметричной схеме Брегга-Брентано. Использовалось первичное рентгеновское излучение с длиной волны 1,54 Å. На рис. 5 приведена типичная дифрактограмма образца (зависимость интенсивности рассеянного рентгеновского излучения от угла рассеяния).

В результате сравнения полученной дифрактограммы с базой данных было установлено, что кристаллическая структура исследуемого образца описывается гранецентрированной кубической решеткой никеля. Ребро элементарной ячейки равно a=3,523 ± 0.001 Å.

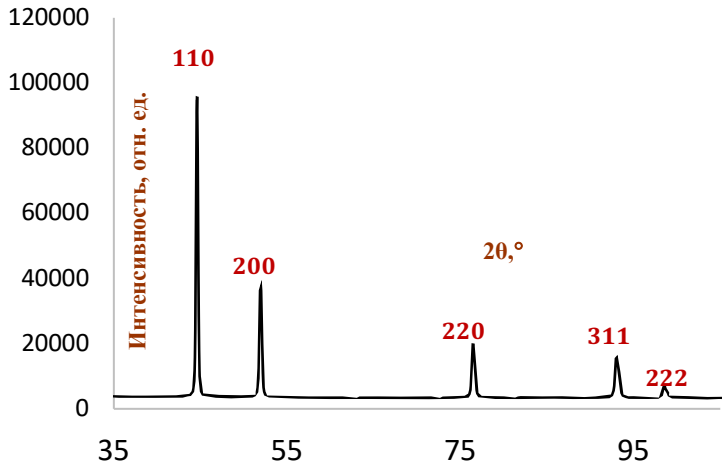


Рис. 5

Таким образом, надежно установлено, что исследуемый образец представляет собой поликристалл никеля с малыми примесями кобальта, железа и меди.

В заключении можно сделать вывод, что работы подобного типа являются оптимальным вариантом перехода от школьных учебно-исследовательских работ к полноценным научным инженерно-физическим исследованиям.

[1] Фаддеев М.А. Элементарная обработка результатов экспериментов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ. 2003. 120 с.
[2] Лившиц Б.Г. Металлография. – М.: Металлургия, 1990, 336 с.
[3] Сахаров Н.В., Фаддеев М.А. Электронно-зондовый рентгеновский микроанализ. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013, 109 с.
[4] Томпсон М., Уолш Д.Н. Руководство по спектрометрическому анализу с индукционно-связанной плазмой. – М.: Недра, 1988, 288 с.
[5] Андреев П.В., Трушин В.Н., Фаддеев М.А. Рентгеновский фазовый анализ поликристаллических материалов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013, 124 с.

СОЧЕТАНИЕ ВИРТУАЛЬНОГО И НАТУРНОГО ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ В ОСНОВНОЙ ШКОЛЕ

И.В. Ремизова[1)], О.В. Лебедева[2)]

[1)] МБОУ «Школа № 63 с углубленным изучением отдельных предметов»
[2)] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Федеральный государственный образовательный стандарт (ФГОС) как основной, так и средней школы требует внедрения в практическую деятельность обучающихся по учебному предмету «Физика» информационно-коммуникационных технологий [1]. Отсюда берет свое начало развитие электронных образовательных ресурсов (ЭОР), в число которых входят многочисленные наглядные материалы, презентации, схемы и виртуальные лаборатории.

При этом последние волнуют педагогов уже длительное время. За 2015-2025 гг. изложено достаточно много научных и исследовательских работ по внедрению виртуальных лабораторий в учебный процесс, но к общему мнению о достижении образовательных результатов на уровне, требуемом ФГОС, педагоги так и не пришли. Большинство статей, сделанных в основном учителями-практиками, включают в себя описание виртуальных лабораторий, их преимущества и недостатки, вариации замены натурного эксперимента, но не то, как в действительности влияет виртуальная среда на образовательные достижения учащихся. При этом методического обеспечения, включающего виртуальные лаборатории в образовательный процесс на данный момент недостаточно.

Потому целью нашего исследования стала разработка методики организации практической деятельности обучающихся с использованием виртуального физического эксперимента.

Для проведения исследования мы выбрали виртуальные лаборатории, утвержденные федеральным перечнем ЭОР [2], а именно ресурс «Единое содержание основного образования» [3]. С использованием данных лабораторий разработаны новейшие рабочие программы по физике [4] для общеобразовательных школ.

Рассмотрим варианты применения виртуальных лабораторий. Заменять натурный эксперимент виртуальным можно только в крайних случаях, например: отсутствие необходимого лабораторного оборудования; обучение школьника на дому или в дистанционном режиме в случае болезни; физические процессы невозможно наблюдать в связи с условиями их протекания; проведение опыта нарушает технику безопасности и несет последствия, угрожающие жизни и здоровью участников образовательного процесса. Однако на практике все чаще мы можем встретить замену натурного эксперимента и в случаях проведения обычного урока по физике.

На наш взгляд, в таких случаях, наиболее эффективно не заменять, а сочетать натурный и виртуальный эксперимент, что сводится к следующему: виртуальная лаборатория может использоваться в качестве подготовки к натурному эксперименту или после проведения натурного эксперимента, в дополнение, для более углубленного изучения физических явлений.

Объединяя данные варианты применения лабораторий, педагогический опыт учителей физики, нормативные требования, а также методические рекомендации к проведению практической деятельности учащихся с использованием как натурных, так и

виртуальных лабораторных работ, мы пришли к следующей методике проведения урока (табл. 1).

Табл. 1

I этап Организационный	Учитель и ученики приветствуют друг друга, выявляются отсутствующие, проводится инструктаж по технике безопасности при выполнении лабораторной работы
II этап Актуализация знаний	Учитель проводит фронтальный опрос по изученному материалу. Выявляются затруднения при выполнении домашнего задания
III этап Подготовительный	Фронтально формулируется цель работы. Учащиеся оформляют в тетрадях отчет о выполнении лабораторной работы, для внесения в него результатов будущих измерений. Учитель дает необходимые указания
IV этап Выполнение лабораторной работы	Учащиеся выполняют виртуальный эксперимент, заносят измеренные величины в отчет. Расчеты и оформление отчета учащиеся делают в группах по 2 человека с помощью учителя. Возможно совмещение с натурным и демонстрационным экспериментом
V этап Подведение итогов	Учащиеся оформляют итоги работы, формулируют выводы. Учитель проводит фронтальный опрос по результатам эксперимента. Вносятся корректировки в отчет
VI этап Рефлексия	Учащиеся и учитель проводят совместную рефлексию по итогам лабораторной работы. Выявляются трудности проведения эксперимента

Данная методика позволяет дополнить натурный эксперимент с учетом требования ФГОС о внедрении ИКТ в образовательный процесс, не затрагивая остальные аспекты практической деятельности, что ведет к нормальному развитию описанных в стандартах умений учащихся [1].

В целях проверки работоспособности предложенной методики были проведены лабораторные работы «Определение КПД наклонной плоскости» в 7 классе, «Получение изображения при помощи линзы» в 8 классе и «Наблюдение сплошного и линейчатых спектров испускания» в 9 классе. Данные лабораторные работы наглядно определяют, как происходит переход учащихся от визуального восприятия физических процессов к их абстрактному представлению, а значит и то, как именно необходимо включать виртуальные лаборатории в образовательный процесс.

Для апробации, предложенной нами методики, мы провели педагогический эксперимент. В эксперименте принимали участие 252 человека, 84 из 7 класса, 68 из 8 класса и 100 из 9 класса общеобразовательной школы. Эксперимент показал не только уровень знаний, получаемых учащимися, но и степень развития их практических навыков. Исходя из результатов, мы проверили полученные данные с помощью критерия Фишера и определили достоверность различий между выборками.

Для работы мы определили контрольную и экспериментальную группы на каждом потоке с одинаковым количеством учащихся. Обе группы прошли три этапа эксперимента: входную контрольную работу, соответствующую лабораторную работу и итоговую контрольную работу, при этом в экспериментальной группе лабораторная работа проходила по предложенной нами методике, а в контрольной группе, по методике, утвержденной для учебно-методического комплекса по физике А.В. Перышкина.

Было выделено четыре уровня усвоения знаний и развития навыков – низкий, удовлетворительный, достаточный и высокий. Мы рассматривали динамику входного и

итогового контроля учащихся и в ходе экспериментальной деятельности получили следующие результаты (табл. 3-4):

Табл. 2

Эффект (7 класс)	Экспериментальная группа		Контрольная группа	
	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %
Повышение практических навыков учащихся	32	76%	21	50%
Повышение уровня знаний	22	52%	25	60%

Табл. 3

Эффект (8 класс)	Экспериментальная группа		Контрольная группа	
	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %
Повышение практических навыков учащихся	21	62%	12	35%
Повышение уровня знаний	20	59%	16	47%

Табл. 4

Эффект (9 класс)	Экспериментальная группа		Контрольная группа	
	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %	Количество учащихся, чел	Доля от количества участников, %
Повышение практических навыков учащихся	32	64%	23	46%
Повышение уровня знаний	14	28%	16	32%

По итогам работы мы пришли к следующим выводам.

Эмпирическое значение углового преобразования Фишера находится в зоне значимости или неопределенности эффекта повышения практических навыков учащихся, что позволяет подтвердить гипотезу о том, что данный эффект в экспериментальной группе больше или равен уровню контрольной группы, а это значит, что внедрение виртуальной лаборатории в учебный процесс позволяет также качественно развить навыки учащихся, если виртуальная лаборатория дополняет натурный эксперимент.

При этом эмпирическое значение критерия Фишера по повышению уровня знаний учащихся, лежит в зоне незначимости, что говорит нам о том, что виртуальные лаборатории оказывают эффект на получение знания не более, чем натурные работы, что

подтверждается проведенным нами в 2023 году исследованием о влиянии виртуальных лабораторных работ на уровень знаний учащихся, итогом которого стало подтверждение гипотезы о равном уровне получения знаний при различных методах проведения практических работ [5].

Таким образом, можно сделать вывод, что применение предложенной нами методики по включению виртуальных лабораторий в практическую деятельность учащихся позволяет повысить уровень практических навыков учащихся и обеспечить усвоение знаний на необходимом уровне. По педагогическим наблюдениям связано это с тем, что виртуальные лаборатории являются для учащихся новым способом применения теоретических знаний на практике, поэтому мотивируют их к изучению физики.

При всем этом, тему виртуальных лабораторий и их влияние на образовательные результаты школьников, необходимо исследовать далее, в том числе на уровне среднего общего образования, чтобы прийти к общему педагогическому мнению.

[1] Федеральный государственный образовательный стандарт основного общего образования (Утвержден приказом Министерства просвещения Российской Федерации от 31 мая 2021 г. № 287).
[2] Приказ Минпросвещения России от 18.07.2024 № 499 «Об утверждении федерального перечня электронных образовательных ресурсов, допущенных к использования при реализации имеющих государственную аккредитацию образовательных программ начального общего, основного общего, среднего общего образования» (зарегистрировано в Минюсте России 16.08.2024 № 79172).
[3] Единое содержание общего образования : [сайт]. — URL: https://edsoo.ru/ (дата обращения: 22.03.2025).
[4] Федеральная рабочая программа основного общего образования «Физика» (базовый уровень) (для 7-9 классов образовательных организаций) / ФГБНУ «Институт стратегии развития образования». – М. : 2023 г. 61 с.
[5] Ремизова И.В. // Вопросы современной науки: проблемы, тенденции и перспективы (Год педагога и наставника): материалы VII Международной научно-практической конференции, г. Новокузнецк, 8 декабря 2023 г. / отв. ред. Т.А. Евсина; ред. кол. канд. экон. наук Ю.А. Кузнецова [и др.]. – Кемерово: ФГБОУ ВО «Кузбасский государственный технический университет им. Т.Ф. Горбачева», филиал КУЗГТУ в г. Новокузнецке, 2023. С. 124.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ КАК СРЕДСТВО ОБОБЩЕНИЯ, СИСТЕМАТИЗАЦИИ И УГЛУБЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ЗНАНИЙ ОБУЧАЮЩИХСЯ 9 КЛАССОВ В СИСТЕМЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

О.В. Белова, О.В. Лебедева

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Физический факультет ННГУ предоставляет дополнительное довузовское образование школьникам 9-11 классов в рамках работы на факультете физико-математической школе (ФМШ). Обучение физики в 9 классе имеет свою специфику. Ребята заканчивают среднюю школу, сдают ОГЭ и должны определиться с профилем дальнейшего обучения. Поэтому работа в ФМШ с девятиклассниками имеет своей целью систематизировать и обобщить уже имеющихся у школьников знаний, ликвидировать «пробелы», сформировать практические умения обучающихся (что особенно важно при обучении физике будущих инженеров). Мы ищем такой подход к обучению физике, который развил бы уже имеющийся интерес учащихся, заставил бы обучающихся более глубоко понимать изучаемые физические явления и процессы, мотивировал бы их на дальнейшее физическое образование.

Содержание курса физики в основной школе (7-9 классы) включает в себя все основные разделы физики. Были определены темы, знания которых необходимо обобщить и систематизировать, поскольку на них базируется курс физики средней школы (10-11 классы), поэтому умения применять эти знания на практике необходимо довести до уровня навыков:

- гидростатика;
- тепловые явления;
- кинематика;
- динамика;
- законы сохранения в механике;
- электрические явления и постоянный электрический ток.

Нами было предложено в системе дополнительного образования школьников на базе вуза использовать практикум по физике [1]. Описание основных подходов к проектированию содержания практикума по физике для учащихся ФМШ подробно изложено в наших работах [1-3]. Практикум базируется на взаимосвязи двух практических видах учебной деятельности по физике – решении задач и экспериментальной деятельности. Для формирования этих знаний и умений их применять мы подбираем задачи для 3-х этапов: этап актуализации; формирующий этап; этап рефлексии.

Приведём пример по теме «Постоянный электрический ток».

Этап актуализации. Вначале повторяем основные понятия и законы: сила тока, напряжение, сопротивление; закон Ома для участка цепи, законы последовательного и параллельного соединение проводников, закон Джоуля-Ленца. Задаются простые вопросы: что такое амперметр и вольтметр? Как пользоваться этими приборами? От чего зависит сопротивление длинного тонкого проводника? И посложнее: как влияет наличие собственного сопротивления приборов (т.е. их неидеальность) на измерения?

На простые вопросы школьники отвечают без труда. Вопрос посложнее требует анализа и решения. Зачастую обучающимся трудно представить, что амперметр

обладает отличным от нуля сопротивлением, а вольтметр имеет не бесконечно большое сопротивление.

Далее на формирующем этапе обучающимся предлагается следующая экспериментальная задача: «Найти сопротивление неизвестного резистора, используя резистор известного сопротивления и показания только амперметра или вольтметра». Школьниками строится физическая модель, рисуется схема, составляется математическая модель и проводится эксперимент. Использование для решения задачи вольтметра приводит к хорошему (правильному) результату. А вот с амперметром возникают сложности. Получается расхождение в результатах почти в два раза. Оказалось, что сопротивление школьного амперметра сравнимо по порядку величины с искомым сопротивлением, и чтобы получить корректные результаты надо его учитывать! Учащимся приходится строить новую физическую, а значит и математическую модель, определять сопротивление амперметра. Особо любознательные подобным образом определяют и сопротивление вольтметра. С помощью данной экспериментальной задачи школьники систематизируют свои знания по теме «Постоянный электрический ток», обобщают их и понимают, чем реальные приборы отличаются от идеальных. А также учатся применять знания для решения физических задач на практике и планировать эксперимент.

Теперь можно перейти к началу этапа рефлексии. В качестве домашней работы предлагается задача следующего содержания: «На рисунках приведены два варианта подключения амперметра и вольтметра для измерения тока через резистор сопротивлением R и напряжения на этом резисторе. При неизменном напряжении внешнего источника показания вольтметра в двух случаях отличаются вдвое, а амперметра − в 1,5 раза. Найти сопротивления амперметра и вольтметра» [4]. Обычно школьники справляются с ней самостоятельно.

На первом занятии было проведено входное тестирование учащихся. Так как задачи практикума − еще и формирование экспериментальных умений и готовности к выполнению учебно-исследовательской деятельности по физике, то целью входного тестирования была проверка наличия экспериментальных навыков обучающихся. Тестирование показало, что цену деления стрелочного прибора правильно смогли определить только 25% учащихся. Нарисовать схему электрической цепи по фото этой цепи – 17%, перечислить оборудование и материалы для осуществления экспериментальной деятельности – 71%, планировать эксперимент – 56%.

По итогам занятий практикума учащимся индивидуально было предложено решить экспериментальную задачу по исследованию зависимости коэффициента полезного действия наклонной плоскости от угла наклона плоскости к горизонту.

Для оценивания были выделены следующие показатели:

1) строить физическую, а затем математическую модель исследования;
2) планировать эксперимент;
3) отбирать оборудование для осуществления экспериментальной деятельности;
4) определять цену деления шкалы измерительного прибора, фиксировать показания и производить отсчет по шкале прибора;
5) оформлять результаты исследования (таблицы, графики и т.п.),
6) анализировать полученный результат, делать выводы, обобщения, формулировать полученное новое физическое знание.

Согласно подобранным критериям, построить физическую, а затем математическую модель исследования полностью, т.е. получить обе формулы для определения искомой величины в данной работе: $\eta = \frac{mgh}{Fl}$ и $\eta = \frac{1}{1+\mu ctg\alpha}$ смогли не все. Только 14% обучающихся справились с той задачей. Но первую формулу получили все. Так же все успешно смогли определить последовательность измерений и выбрать оборудование согласно построенному плану. Но при правильно выработанной последовательности действий, было произведено по одному измерению. Возможно, то было связано с ограничением времени. Так же, измерения большинства учащихся были проведены, но записаны некорректно, т.е. без учета погрешности приборов. В целом, работа выполнена больше, чем на половину у 86% обучающихся.

Экспериментальные задачи или задачи с экспериментальной проверкой могут выступать средством обобщения, систематизации и углубления знаний обучающихся 9 классов, формировать их практические умения и мотивировать их к выбору физического образования в дальнейшем.

[1] Лебедева О.В., Белова О.В., Еремичева Н.И. // Школа будущего. 2023. № 1. С. 60.
[2] Белова О.В., Лебедева О.В. // Труды XXVII научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород, 2023. С. 584.
[3] Белова О.В., Лебедева О.В. // Сборник научных трудов «Проблемы учебного физического эксперимента». Москва, 2023. С. 17.
[4] Бакунов М.И., Бирагов С.Б. Олимпиадные задачи по физике. – М. ФИЗМАТЛИТ, 3-е изд., 2014. С. 82.

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ТРЕНАЖНО-ИМИТАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА

Я.В. Чистяков

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Тренажно-имитационные комплексы (ТИК) представляют собой специализированные системы, которые используют имитацию и моделирование для обучения и тренировки специалистов в различных областях. Они позволяют воспроизводить реальные ситуации и процессы, что помогает увеличивать эффективность обучения и подготовки. Основными характеристиками ТИК являются:

- Имитация реальных процессов: ТИК моделируют реальные сценарии, с которыми могут столкнуться специалисты в своей работе.
- Интерактивность: Пользователи могут взаимодействовать с системой, что позволяет получать практический опыт.
- Обратная связь: ТИК могут предоставлять пользователям информацию о результатах их действий, что способствует обучению на основе ошибок.
- Безопасность: Обучение в ТИК позволяет избежать рисков, связанных с реальными угрозами безопасности лиц боевого расчета.

ТИК применяются в различных сферах, включая:

- Подготовка военных кадров (тренировка военнослужащих и командиров).
- Медицина (тренировка врачей и медсестер).
- Промышленность (обучение операторов оборудования).
- Авиация (тренировка пилотов).

Таким образом, ТИК являются важным инструментом для повышения квалификации и уверенности лиц боевого расчетах [1].

На начальном этапе разработки ТИК весьма важно грамотно изучить всю эксплуатационную документацию, найти и скомпоновать информацию о каждой модели тренажера, а также утвердить технологическую задачу согласно следующим основным вопросам подготовки к моделированию:

1. Целевая аудитория

Важно понимать, для кого предназначен тренажер. Это могут быть как курсанты без опыта работы с реальными образцами РЭТ, так и специалисты с уже имеющимся набором знаний и навыков. Учет уровня знаний и опыта пользователей поможет определить сложность и содержание тренировочных сценариев.

2. Обучающие цели и задачи

Необходимо четко сформулировать, какие именно навыки и знания должны быть усвоены обучающимися. Это поможет в разработке соответствующих сценариев и оценочных критериев.

3. Технические требования

Это включает выбор платформы, программного обеспечения, графических движков и оборудования для взаимодействия с пользователями.

После утверждения технологической задачи можно приступать к самому моделированию ТИК.

Для этого разработку тренажера подразделяют на несколько основных этапов:

1. Анализ требований к ТИК

Это ключевой этап, который определяет дальнейшие шаги в разработке тренажера. Здесь важно не только выяснить, какие навыки и знания должны быть освоены личным составом, но и понять контекст, в котором будет применяться тренажер. Например, если это сложный симулятор для специалистов войск ПВО, необходимо учесть особенности работы в условиях реальных полетов воздушных целей, такие как стрессовые ситуации, ограниченное время реакции и необходимость принятия быстрых решений. Не менее важной задачей на этом этапе является определение критериев успешности проекта. Заказчик должен четко понимать, как будет оцениваться эффективность ТИК после его внедрения. Это поможет установить ориентиры для разработчиков и позволит правильно оценить конечный продукт. Кроме того, необходимо выявить бюджетные ограничения и временные рамки, в которые должен вписаться проект. Все эти аспекты помогут создать более точно настроенный продукт, который будет соответствовать потребностям пользователей и требованиям заказчика.

2. Разработка концепции тренажера

На этом этапе происходит формирование общего видения, как должен выглядеть конечный продукт. Важно, чтобы концепция отражала все ключевые аспекты, выявленные на предыдущем этапе. Необходимо определить, какие модули будут необходимы, и как они будут интегрироваться между собой (например, для симулятора вождения). К концу этапа разработки концепции формируются предварительные эскизы и модели, которые помогают визуализировать идею. Это могут быть схемы, графические изображения и базовые прототипы, которые затем будут дорабатываться.

3. Моделирование тренажера

Это этап, на котором концепция превращается в конкретные технические решения и программные модули. Здесь разработчики используют современные инструменты и технологии для создания виртуальной или физической модели тренажера. Сначала создаются математические модели, которые описывают динамику систем. Например, если речь идет о тренажере для подготовки пилотов, нужно смоделировать поведение самолета в различных условиях, разные варианты управления и так далее. Для этого могут использоваться программные пакеты, такие как MATLAB или Simulink [1]. После создания математической модели начинается этап графического моделирования. Здесь реализуются трехмерные модели, текстуры, анимации и прочие визуальные элементы. В процессе моделирования важно учитывать возможность тестирования и дальнейшей настройки тренажера. Это подразумевает наличие инструментов для отладки и анализа работы модели, что существенно упростит выявление и устранение ошибок.

4. Выбор необходимого оборудования

При разработке тренажера для пользователей в первую очередь необходимо ориентироваться на их требования к производительности. Например, для графически насыщенных приложений может потребоваться мощный графический процессор, тогда как для более простых решений подойдет и обычный компьютер. Не менее важно учитывать программное обеспечение. Здесь важно совместить предоставляемую

функциональность с возможностями интеграции: какие операционные системы поддерживаются, используются ли сторонние библиотеки и модули и т.д [2].

5. Разработка контента и практических заданий

Разработка контента и практических заданий является одной из составляющих эффективного использования ТИК. На этом этапе создается обучающий материал, который будет использоваться пользователями. Контент должен быть актуальным, разнообразным и соответствовать целям тренировки. Первым шагом является создание перечня учебных сценариев и задач, которые необходимо реализовать. Эти сценарии могут идти от базовых упражнений до более сложных задач, которые используют полученные навыки на практике. Учебные материалы могут включать инструкции, учебные пособия, видеолекции и интерактивные тесты. Одним из ключевых моментов на этом этапе является создание интерфейса для преподавателей — инструмента, который позволит им удобно отслеживать прогресс пользователей, выявлять слабые места и корректировать учебные планы.

6. Тестирование тренажера

Этап тестирования тренажера следует сразу после его разработки и позволяет выявить возможные ошибки и недочеты. Это многофункциональный процесс, который включает в себя как функциональное, так и пользовательское тестирование. Функциональное тестирование начинается с проверки всех модулей и компонентов системы. Это может включать в себя тестирование интерфейсов, работу с вводом данных, отклики на действия пользователя и целостность работы программы.

Важнейшие требования к ТИК можно разделить на несколько ключевых категорий: функциональные требования, требования к техническим характеристикам, требования к безопасности, а также требования к удобству использования и обучающим возможностям.

1. Функциональные требования

Основным требованием к ТИК является возможность имитировать различные сценарии, соответствующие профессиональной деятельности. Это включает в себя необходимость моделирования процессов, таких как управление автомобилем, работа с нестандартным оборудованием и др. Комплекс должен поддерживать широкий спектр сценариев, включая аварийные ситуации, что позволяет учащимся практиковать навыки принятия решений в условиях стресса. Кроме того, система должна быть интерактивной, чтобы пользователи могли взаимодействовать с ней в режиме реального времени. Это включает возможность изменения параметров сценариев, что предоставляет обучающимся больше пространства для экспериментов и изучения разных подходов к решению задач. Также важным аспектом является наличие возможности для анализа и оценки результатов работы учащихся, что поможет в дальнейшем усовершенствовать образовательный процесс.

2. Требования к техническим характеристикам

Технические характеристики ТИК должны обеспечивать высокую степень реалистичности. Это означает, что система должна обладать качественной графикой и звуковыми эффектами для максимального приближения к реальности. Видеосистемы должны обеспечивать высокое разрешение изображений, а звуковые системы — реалистичное звучание, соответствующее имитируемым условиям. Эффективность работы системы также зависит от производительности аппаратного обеспечения, которое должно обеспечить быструю обработку данных и минимальные задержки в ответах на действия пользователя. Важно также, чтобы всем участникам учебного процесса предоставлялся доступ к обучающим материалам и инструкциям, которые помогут в более детальном понимании работы системы. Техническое обслуживание и обновление программного обеспечения должны быть простой и доступными, чтобы ТИК оставался актуальным на протяжении всего срока службы.

3. Требования к безопасности

Безопасность пользователей — это первоочередная задача при разработке ТИК. Комплексы должны соответствовать всем современным стандартам безопасности в отношении программного обеспечения (защита от несанкционированного доступа, обеспечение конфиденциальности данных). Пользователи должны иметь возможность проходить учебные сценарии без какого-либо риска. Это особенно актуально для тренажеров, имитирующих сложные или опасные ситуации. Преподавательский состав должен иметь возможность контролировать процесс, чтобы предотвратить возможные инциденты. Настройки системы должны позволять контролировать уровень сложности и надежность выполнения задач, что способствует созданию безопасной обучающей среды.

4. Требования к удобству использования

Удобство использования ТИК играет ключевую роль в успешном обучении. Интерфейс системы должен быть интуитивно понятным, чтобы пользователи разного уровня подготовки могли легко освоить управление тренажером. Необходимо предусмотреть удобные и доступные методы навигации, чтобы пользователи могли сосредоточиться на обучении, а не на преодолении трудностей с управлением системой. Обучающие материалы должны быть хорошо структурированы и доступны для пользователей. Это включает создание руководств пользователя, видеоинструкций и других материалов, которые помогут разобраться во всех функциях комплекса. Также важно обеспечить необходимую техническую поддержку для пользователей, чтобы они могли быстро решать возникающие проблемы и получать ответы на свои вопросы [2].

В конечном счете, ТИК должны соответствовать высоким требованиям, чтобы эффективно выполнять свои функции. От их функциональности и технических характеристик зависит качество подготовки специалистов, а от безопасности и удобства использования — комфорт и эффективность процесса обучения. Поэтому разработка и внедрение современных ТИК является важной задачей, требующей внимательного подхода на всех этапах — от проектирования до эксплуатации.

[1] Герасименко В.И. Современные тренажно-имитационные технологии в обучении. – Москва: Издательство «Ученые записки», 2020. 200 с.
[2] Иванов А.С. Основы моделирования и симуляции. – Москва: Наука, 2019. 300 с.
[3] Соловьев Р.Л. Технологии тренажерного обучения: от теории к практике. – Казань: Казанский университет, 2018. 185 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПСИХОЛОГИЧЕСКОГО ПОРТРЕТА ЛИЧНОСТИ СТУДЕНТА РАДИОФИЗИЧЕСКОГО ФАКУЛЬТЕТА В КОНТЕКСТЕ ПОЛУЧЕНИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

А.К. Британков[1, 2], М.О. Винокурова[2], П.А. Макарова[2], А.А. Матвеева[2], А.А. Орлова[2], М.В. Прохорова[2]

[1] ИПФ РАН
[2] ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время подготовка студентов по специальностям «специальные радиотехнические системы» (СРС) и «противодействие техническим разведкам» (ПТР) на базе радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского является одним из важнейших факторов развития профессионального потенциала страны. Поэтому перед учреждениями высшего образования встает важная задача поэтапного формирования высококвалифицированного кадрового резерва, который сможет перенять и расширить знания в области радиоэлектроники, радиоэлектронной борьбы и в иных смежных направлениях [1]. В контексте получения профессионального образования студенты приобретают не только узкоспециализированные умения в области научных интересов, но и развивают свои личностные качества, формируют мировоззренческие взгляды, а также способы адаптации к выбранной профессии, которые напрямую влияют на их успеваемость, качественное обучение и дальнейшее трудоустройство [2].

Социологическое исследование среди студентов

В 2024-2025 гг. в рамках исследования психологического портрета личности, отношения к образовательной среде и процессу, а также профессиональных векторов развития с помощью письменного анкетирования проводились опросы студентов радиофизического факультета, обучающихся по направлениям подготовки СРС и ПТР. В 2025 г. в исследование приняли участие 32 человека (20 студентов, обучающихся по специальности СРС, 12 студентов, обучающихся по специальности ПТР), среди которых 29 юношей и 3 девушки. Возраст респондентов на момент исследования составлял от 20 до 24 лет, из которых большинство составляли 20-летние – 66 % (21 человек) и те, кому исполнилось 21 год – 25 % (8 человек).

Разработанная анкета, включающая в себя 33 вопроса, направлена на комплексное изучение характеристик личности, что позволяет построить картину личностных качеств студента и выявить особенности коллективного и индивидуального восприятия современного поколения студентов радиофизического факультета. Вопросы, сгруппированные по блокам, перемешаны между собой в анонимном опросном листе для повышения достоверности сбора информации и исключения стандартных ответов из предлагаемых альтернатив [3].

В анкете опрос проводился по нескольким блокам: «общая эрудиция», «профессионализация личности», «самоидентификация и жизненный путь», «гражданственность», «ценности».

Обработка результатов анкетирования с анализом содержания опросных листов, частоты упоминания и использованием методов описательной статистики показала

подавляющее большинство корректно заполненных анкет (более 96 %), что позволяет говорить о репрезентативности выборки и корректности полученных данных.

Результаты исследования

Исследование по блоку «Профессионализация личности» выявило изменение отношения к выбранной профессии в процессе обучения в университете у более половины студентов (53 %). Данный показатель подчеркивает влияние высших учебных заведений на выбор профессионального пути, что свидетельствует о влиянии университетского образования на профессиональное становление [4]. Ключевыми дисциплинами были названы профессионально ориентированные предметы («Основы теории цепей», «Радиотехнические системы») и связанные с математикой дисциплины («Математический анализ», «Аналитическая алгебра» и т.д.). Студенты также связывают свою специальность с высокой ответственностью и сложностью выбранного пути профессиональной подготовки, считая более сложным лишь медицинское направление обучения.

Результаты блока «Самоидентификация и жизненный путь» выявили высокий уровень неопределённости в выборе профессионального пути и самоопределения: 34 % студентов затрудняются ответить, кем они видят себя через пять лет. В группе респондентов, которые определились с профессией, преобладают образы востребованного специалиста (более 15 %), работника промышленного предприятия (более 12 %) и предпринимателя (около 12 %). При этом 44 % респондентов предполагают высокую вероятность неоднократной смены профессии в течение жизни, что с одной стороны отражает их высокую адаптивность к изменяющимся условиям и гибкость мышления и, а с другой – реалистическое ощущение пульса времени и текущих жизненных тенденций.

Блок «Гражданственность» показал, что большинство студентов (72 %) хотят жить и работать в России, что отчасти подчеркивает патриотические настроения в молодёжной среде. Стоит обратить внимание на то, что респонденты единодушно ответили на вопрос о возможном участии в специальной военной операции, что доказывает высокий уровень понимания ситуации на линии боевого соприкосновения и реального состояния обороноспособности страны.

В системе ценностей испытуемых доминируют ориентация на семью (31 %) и профессиональную самореализацию (22 %), при этом материальные блага занимают второстепенное место. Социальная идентичность респондентов в первую очередь связана с ролью студента (53 %) и члена семьи (34 %) (рис. 1).

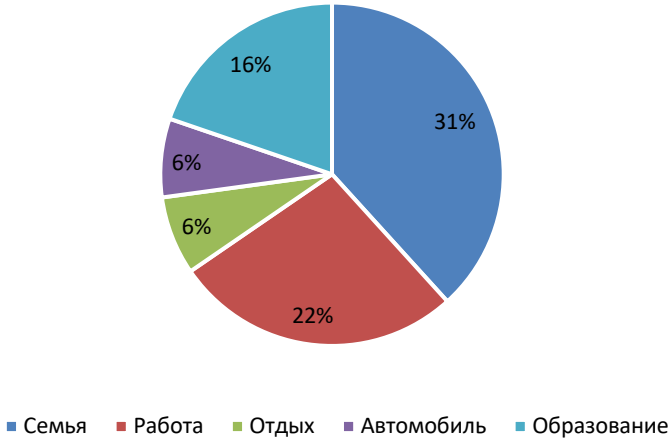


Рис. 1

В самоидентификации студентов преобладают социальные (доброта, коммуникабельность) и регуляторные (целеустремлённость, ответственность) качества. Главными страхами являются потеря близких (22 %) и неудачи в жизни (15 %). Стоит отметить, что 47 % студентов видят путь к достижению целей через улучшение своих академических результатов, что демонстрирует их стремление к саморазвитию и установки на успешность в учёбе.

В рамках блока «Общая эрудиция» студенты радиофизического факультета традиционно демонстрируют высокий уровень общей эрудиции. Это подтверждается тем, что более 90 % опрошенных помимо сёрфинга в интернет читают книги, а также метапредметными знаниями будущих радиофизиков в области культурологии, лингвистики и истории. Наиболее популярными жанрами прочитанных студентами книг являются фантастика, русская и зарубежная классика, а среди авторов с большим отрывом лидируют Ф.М. Достоевский, Агата Кристи и Эрих Мария Ремарк (рис. 2).

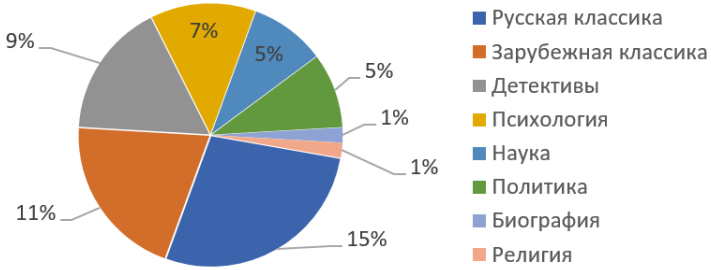


Рис. 2

Подавляющая часть студентов испытывает трудности в географических познаниях: менее трети студентов (31 %) верно указали долю площади России на карте мира. Групповая идентичность студентов радиофака ожидаема – 69 % респондентов ассоциируют аббревиатуру "РФ" с названием своего факультета.

Заключение

Результаты исследований психологического портрета личности студента радиофизического факультета в 2025 г. показали, что для обучающихся присуще изменение отношения к профессии в ходе обучения в вузе, ориентация на саморазвитие, получение академических знаний и традиционные семейные ценности, стремление к востребованности на рынке труда как специалиста, готовность к смене рода деятельности в течение жизни, преобладание социальных и регуляторных качеств, высокий уровень эрудиции и групповой идентичности, гражданственность и патриотизм. Испытуемые осознанно выбрали радиофак для обучения и стремятся овладеть радиофизическим подходом в полной мере. Для поддержания мотивации студентов и последующего трудоустройства по специальности целесообразно контролировать их взаимодействие с образовательной средой вуза, организовывать стажировки для закрепления полученных знаний на практике, а также учитывать данные подобных исследований при составлении учебно-методических планов. Таким образом можно обеспечить профессиональное самоопределение и интеграцию выпускников в рабочую среду после окончания обучения в вузе, поскольку радиофизики могут работать где угодно и кем угодно, иногда даже по специальности.

[1] Британков А.К., Емельянова С.С., Киреева В.В., Крупинова Ю.С., Хлебникова Д.А., Шаманова А.Д. // В кн.: Тр. XXVIII конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2024. С. 549.
[2] Прохорова М.В. Психология труда: учебно-методическое пособие. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2012, 71 с.
[3] Канеман Д. Думай медленно, решай быстро. – М.: АСТ, 2023, 656 с.
[4] Маленова А.Ю., Алимбаева Б.Ш. // Вестник Омского университета. Серия «Психология». 2016. № 2. С. 12.

Секция «Проблемы физического и инженерного образования»

Заседание секции проводилось 22 мая 2025 г.
Председатель – М.И. Бакунов, секретарь – С.А. Козлов.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «Электродинамика»..... 5
Айдакина Н.А., Гущин М.Е., Зудин И.Ю., Елясина И.А., Коробков С.В., Стриковский А.В. Самомодуляция интенсивных свистовых волн в дакте плотности замагниченной плазмы в условиях развития низкочастотной неустойчивости 6
Ларюшин И.Д., Романов А.А., Введенский Н.В. Генерация субфемтосекундных ультрафиолетовых импульсов трехцветными ионизирующими полями 10
Скочилов А.Л., Суслова Е.Д., Шилягин П.А. Измерение толщины барабанной перепонки по данным оптической когерентной томографии 13
Иванов Е.В., Еськин В.А. Моделирование дифракции плоской электромагнитной волны на литографической маске с помощью физически-обусловленных нейронных сетей. 16
Секция «Квантовая радиофизика и лазерная оптика»..... 21
Березина Я.Н., Маругин А.В. Регистрация доплеровского сигнала в гомодинной системе на основе полупроводникового лазера с внешним волоконным каналом..... 22
Чечеткин В.В., Семенова А.В., Вакс В.Л. Распознавание суперпозиции закрученных пучков при наличии шума с применением машинного обучения 26
Карпов И.И., Салтыков Е.В., Захаров Н.Г., Волков М.В., Сафронов А.С., Лазаренко В.И., Кокоулин А.В., Савкин А.В., Карпова С.А. Иттербиевый лазер с вращающейся активной средой и преобразованием излучения во вторую гармонику 30
С.В. Курашкин[1, 2)], Д.В. Савин[2)], О.В. Мартынова[1)] Влияние условий диффузионного легирования на люминесцентные и лазерные свойства поликристаллических активных элементов Cr:ZnSe 34
Лапшин И.В., Маругин А.В. Спектрально-энергетические характеристики импульсных квантовых каскадных лазеров InGaAs-InAlAs, работающих в диапазоне 4,6 и 8,0 мкм 38
Нуждин Д.А., Мартынова О.В., Курашкин С.В., Савикин А.П. Особенности усиления лазерного импульса в Cr^{2+}:ZnSe 42
Петров Р.С., Мартынова О.В., Савикин А.П. Применение сканирующего интерферометра для лазерной спектроскопии CO_2 с использованием Cr^{2+}:ZnSe лазера 46
Рогов М.А., Майзус И.И., Зобов Н.Ф., Полянский О.Л., Теннисон Дж., Овсянников Р.И. Расчет интенсивностей переходов молекулы $^{14}N_2{}^{16}O$ с точностью близкой к экспериментальной на основе поверхности потенциальной энергии, полученной с использованием вариационных принципов 50
Самсонов И.А., Мухин И.Б., Луконькин С.В. Управление временными и спектральными характеристиками импульсов в твердотельном регенеративном усилителе 54
Шахин Р., Морозов А.Н., Еремейкин О.Н., Шатилова К.В. Волоконный эрбиевый лазер для фракционного омоложения 58
Секция «Электроника»..... 61
Анисимова А.Д., Оболенский С.В. Моделирование распределения температуры вдоль канала мощного HEMT 62
Дудин А.А., Асяев Д.С., Кузьмичев А.Г., Макарцев И.В., Недошивина А.Д., Пузанов А.С., Волкова Е.В., Оболенский С.В. Исследование нестационарных профилей распределения тепла в мощных GaN СВЧ транзисторах и усилителях на их основе в импульсном режиме работы 65

Кузнецов С.Н., Серов С.Д., Пузанов А.С. Применение флуктуационного анализа изображений поверхности полупроводниковых структур для оценки деградации подвижности электронов после нейтронного воздействия 68
Пузанов А.С. Влияние длительности переходного ионизационного процесса в транзисторной структуре на переключение ячейки памяти при воздействии заряженных частиц и лазерных импульсов 71
Рогов М.А., Оболенский С.В., Маругин А.В., Пузанов А.С., Бибикова В.В. Спектроскопия нейтронного потока с помощью линейки специальных встраиваемых в интегральную схему фотодетекторов 75
Савилова А.А., Заславский В.Ю. Возбуждение высоких пространственных гармоник в черенковских генераторах поверхностной волны планарной геометрии 79
Серов С.Д., Кузнецов С.Н., Пузанов А.С. Разогрев электронного газа в кремнии при воздействии ультракоротких лазерных импульсов 82
Труфанов С.А., Макарцев И.В., Недошивина А.Д., Пузанов А.С., Тарасова Е.А., Волкова Е.В., Оболенский С.В. Формирование кластера радиационных дефектов в AlGaAs/InGaAs/GaAs гетероструктурах полевых транзисторов с учетом градиентов температуры 86
Секция «Излучение и распространение радиоволн» 91
Дугин Н.А., Панков Е.А., Смирнов Д.А. Лабораторные исследования дифракции СВЧ-излучения на плоских телах произвольной формы 92
Дугин Н.А., Солин А.Е. Введение поправок в координаты наведения антенны РТ-15 РАО НИРФИ-ННГУ «Зименки» 96
Ермакова Е.Н., Рябов А.В. Особенности спектров искусственных УНЧ сигналов по результатам эксперимента Fenix-2024 100
Коган Л.П., Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н. Квазидетерминированные эффекты в статистике рентгеновского излучения Солнца перед вспышками большой мощности 104
Коган Л.П., Заборонкова Т.М., Григорьев Г.И Об эффекте Леви для пространственной зависимости случайной интенсивности поля в слое с прямоугольными флуктуациями диэлектрической проницаемости 107
Лапинов А.В., Кондратьева Д.А., Киселёв А.К., Лапин Н.И, Трофимова Е.А. Анализ поглощения атмосферы на длине волны 1.35 см по измерениям на РТ-22 ПРАО 110
Ширый А.О. Устойчивость относительных частотных границ эмпирических моделей многолучевости по данным наклонного радиозондирования ионосферы 114
Ширый А.О. Предварительные результаты применения ЕМ-алгоритма для выделения сигнала на ионограммах радиозондирования ионосферы 118
Шейнер О.А., Выборнов Ф.И. О возмущениях в F2 области ионосферы, вызванных гамма всплесками 121
Смирнов Д.А., Мельников В.Ф. Радиодиагностика параметров солнечных вспышек 20 января 2022 года и 16 июля 2023 года с учетом возможного анизотропного распределения электронов 125
Зайчикова И.А., Зинченко И.И. Оценки кинетической температуры газа в области звездообразования S255IR по спектральным линиям молекулы CH_3CN. 129
Жемяков И.Н., Бахметьева Н.В., Григорьев Г.И., Калинина Е.Е., Лисов А.А. Вертикальные движения плазмы в нижней ионосфере Земли по результатам измерений на стенде СУРА 133

Секция «Фундаментальные и прикладные задачи теории нелинейных колебаний» 138
Боброва А.В., Осипов Г.В. Стационарная и переключательная синхронизация в ансамбле четырех неидентичных фазовых осцилляторов с отталкивающими связями 139
Чиндарев Д.В., Большаков Д.И., Мищенко М.А., Матросов В.В. Исследование возбудимых состояний в дискретной рекурсивной модели нейрона 143
Еремеев В.П., *Осипов Г.В.* Четыре сценария перехода к спайковой активности в новой модели нейрона 146
Ермолаева А.В., Кастальский И.А., Гордлеева С.Ю., Казанцев В.Б. Исследование шумоиндуцированной кальциевой динамики в отростке астроцита 150
Кононов Р.А., Масленников О.В., Некоркин В.И. Динамика рекуррентной нейросети в задаче навигации с популяционным кодированием входов и выходов 152
Коротков А.Г., Сюндюкова Е.В., Губина Е.В., Осипов Г.В. Гетероклинические циклы и переключательная активность в модели трёх связанных элементов Лотки-Вольтерры ... 156
Ковалева Н.С., Михайлов А.Н., Гусейнов Д.В., Мищенко М.А. Обучение спайковых нейронных сетей с широтно-импульсным управлением мемристивными связями.... 160
Кудряшкин Н.А., Кононов Р.А., Масленников О.В. Анализ динамики и структурных особенностей сетей LIF-нейронов, обученных классификации MNIST и N-MNIST . 164
Маркелов А.А., Дмитричев А.С., Некоркин В.И Бифуркации однородных и неоднородных решений в системе взаимосвязанных осцилляторов Баутина 167
Щербаков П.А., Осипов Г.В. Новый тип химерных состояний в ансамбле активных частиц....170
Сутягин А.А., Канаков О.И. Конкурентное обучение коллективного классификатора с биологически обоснованной функцией отклика..... 174
Секция «Радиофизические методы измерения и их компьютерное обеспечение».... 179
Клюев А.В., Якимов А.В. Как обнаружить бланеты?..... 180
Рязанова А.С. Метод поискового проектирования малоразрядных цифровых КИХ-фильтров 184
Бурдаков П.К., Козлов С.А. Исследование рассеивающих свойств масштабных радиолокационных макетов 188
Скороходов Е.А., Черняева М.Б., Яблоков А.А. Применение нейросетей для автоматической обработки экспериментальных спектров поглощения..... 192
Седов К.Ю., Анфертьев В.А., Черняева М.Б. О методике измерения частот ТГц диапазона с использованием резонатора Фабри-Перо 196
Королев А.М., Ильясафов А.Д. Оценка когерентности дискретно-квантованных радиосигналов 200
Кашин Д.А., Артемьев В.В., Козлов С.А., Иванов А.С., Сатаев В.В., Дорохов С.П. Формирователь радиосигнала на основе ПЛИС с применением квадратурного модулятора..... 204
Сурков Н.И., Паршукова Ю.А., Пальгуев Д.А. Разработка и оптимизация комплекса программ стенда имитации воздушной обстановки и программного модуля статической юстировки РЛС по апостериорным данным 208
Британков А.К., Травин Р.В. Обработка результатов электроакустических измерений гидроакустического излучателя в режиме приёмника..... 212
Фитасов Е.С., Ширкаев А.В. Оценка влияния эффекта Доплера на качество приема фазокодоманипулированного сигнала 216

Акулина Л.А., Чуманкин Ю.Е. Подавление шума в фазоманипулированных сигналах с использованием рекуррентных нейронных сетей 219
Британков А.К., Захаров С.Б., Травин Р.В. Управляемый электрический эквивалент мощного низкочастотного гидроакустического излучателя с использованием электрического аналога индуктивности 223
Пискунов А.В., Энверов А.И. Комплексирование методов определения вида угловой модуляции зондирующих сигналов 227
Корягин М.Г., Лисейцев С.В. Методика формирования решающей статистики селекции эхо-сигналов целей на фоне ретранслированных помех с использованием дополнительной фильтровой обработки 231
Лаврентьев А.М., Кузнецов К.Е., Щука Ф.Д. Возможность обнаружения целей на фоне пассивных помех в ближней зоне радиолокационной станции обзора и целеуказания с использованием выносных пассивных модулей 235
Немкин Н.А., Зайцев С.А. Проблемы радиолокационного обнаружения целей импульсно-доплеровскими РЛС ЗРК в условиях интенсивных отражений от земной поверхности 239
Леговцова Е.В., Насонов В.В. Когерентность радиотехнических сигналов с постоянным уровнем флуктуаций амплитуды 243
Секция «Общая физика» 248
Королева А.О., Галанина Т.А., Амерханов И.С., Серов Е.А., Секачева А.Ю., Кошелев М.А., Третьяков М.Ю. Бимолекулярное поглощение CH_4-CH_4, CH_4-N_2 и CH_4-CO_2 в мм диапазоне длин волн 249
Арабаджи В.В. О постоянной во времени силе реакции волнового поля на границу 252
Бодров С.Б., Сарафанова М.В., Шугуров А.И., Бакунов М.И. Сравнение кристаллов для оптико-терагерцовой конверсии: $LiTaO_3$ и $LiNbO_3$ 256
Чижов П.А., Советский А.А., Матвеев А.Л., Матвеев Л.А., Зайцев В.Ю. Метод компенсации оптического затухания на ОКТ-сканах для корректного оценивания спекл-контраста 258
Королева А.О., Галанина Т.А., Кошелев М.А., Третьяков М.Ю. Континуальное поглощение CO-ar: от эксперимента к интерпретации 262
Кузнецов Я.А., Титченко Ю.А., Караев В.Ю., Панфилова М.А., Понур К.А., Мешков Е.М. Численное моделирование радиолокационных изображений морского льда и поверхности для случая вблизинадирного зондирования 265
Менсов С.Н., Полуштайцев Ю.В. Оптическое формирование периодических структур в толстом фотополимеризующемся слое 269
Паулкина Я.Н., Уточкин В.В., Фадеев М.А., Разова А.А., Янцер А.А., Мажукина К.А., Румянцев В.В., Морозов С.В., Шенгуров Д.В., Михайлов Н.Н., Барышев В.Р., Гинзбург Н.С. Стимулированное излучение и лазерная генерация диапазона 10–14 мкм в гетероструктурах с КЯ HgCdTe/CdHgTe 273
Разова А.А., Румянцев В.В., Дубинов А.А., Михайлов Н.Н., Шенгуров Д.В., Морозов С.В. Стимулированное излучение при непрерывной оптической накачке и лазерное излучение гетероструктур с квантовыми ямами HgCdTe/CdHgTe в области длин волн 20–25 мкм 277

Секачева А.Ю., Фиченко А.А., Чистиков Д.Н., Вигасин А.А., Галанина Т.А., Королева А.О., Кошелев М.А., Третьяков М.Ю. Роль индуцированного диполя в поглощении смеси молекул CO и Ar в дальнем ИК-диапазоне 281
Виноградова Е.В., Вакс В.Л. Исследование паров и продуктов термолиза мочи в зависимости от режима питания методами ТГц спектроскопии высокого разрешения 285
Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи» 290
Алексеев И.И., Шулепин М.А., Ширкаев А.В. Обзор характеристик систем кодирования и шифрования, используемых в цифровых системах связи 291
Благодатин А.А, Сорохтин М.М. Исследование влияния эффекта Доплера на прием сигналов с модуляцией OFDM в системах космической связи 294
Болховская О.В. Исследование эффективности оценивания угла прихода случайных сигналов в многоэлементных антенных решетках 297
Бугров А.В., Семенов Д.А., Мальцев А.А. Исследование влияния погодных условий на прохождение сигналов в радиорелейных линиях связи миллиметрового диапазона . 301
Червяков Д.С., Морозов О.А., Гринь И.В. Учёт рельефа местности в задачах оценки координат источников радиоизлучения 306
Гущин Д.С., Никитин О.В., Минеев С.А. Исследование списочного декодирования помехозащитных кодов 309
Калинин И.И., Давыдов А.В. Анализ покрытия беспроводных систем 5G и 6G на основе трассировки лучей 312
Карасева В.А., Львов А.В., Окунев А.Г. Экспериментальное исследование активного гашения вибраций 316
Болховская О.В., Катков М.М., Сергеев В.А., Мальцев А.А. Определение пороговых значений ОСШ в задаче оценивания угла прихода сигнала в многоэлементных антенных решетках 320
Морозов О.А., Налчаджян М.А. Метод оценки начального приближения в задаче определения местоположения источника радиоизлучения 324
Овчаров А.С., Козлов А.Д., Елохин А.В., Сергеев В.С., Мальцев А.А Оценка пропускной способности системы спутниковой связи 6G NTN. 328
Солодкова А.А., Пудеев А.В., Мальцев А.А. Обнаружение и оценка частоты сигналов с большим доплеровским смещением в системах связи с низкоорбитальными спутниками 332
Сорокин И.С., Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г. Применение метода степенных векторов для компенсации нелинейных искажений усилителя 336
Секция «Акустика» 342
Назаров В.Е., Колпаков А.Б. Влияние сильной низкочастотной волны на распространение слабых ультразвуковых импульсов в стержневом резонаторе из магнезита 343
Назаров В.Е., Кияшко С.Б. Нелинейные эффекты в акустическом резонаторе с дислокационным гистерезисом и линейной диссипацией 347
Лебедев А.В., Манаков С.А. К вопросу о локализации источника поверхностной волны . 351
Хазанов Г.Е., Ермаков С.А. К вопросу об усредненной гидродинамической силе, действующей на полиэтиленовую пленку в поле поверхностных волн. Численное моделирование. 355

Ермакова О.С., Русаков Н.С., Сергеев Д.А., Троицкая Ю.И. Разработка метода восстановления приводной скорости ветра на основе характеристик рассеянного сигнала в микроволновом диапазоне для условий внутреннего водоема на примере Горьковского водохранилища 359
Русаков Н.С., Байдаков Г.А., Сергеев Д.А., Ермакова О.С., Троицкая Ю.И. Исследование характеристик микроволнового сигнала, рассеянного на взволнованной водной поверхности при высоких скоростях ветра в рамках лабораторного моделирования 363
Ермаков С.А., Сергиевская И.А., Доброхотов В.А., Плотников Л.М., Тюрин А.О. Изучение воздействия пузырьковой пелены на особенности микроволнового рассеяния на гравитационно-капиллярных волнах в жидкости 367
Ермаков С.А., Сергиевская И.А., Доброхотов В.А., Плотников Л.М., Тюрин А.О. Лабораторное исследование особенностей радиолокационного рассеяния ка-диапазона обрушающимися волнами на воде, покрытой полиэтиленовой пленкой..... 371
Смирнов А.В. Анализ пространственной обработки частично-когерентных сигналов в условиях априорной неопределенности модели канала распространения звука в мелком море 375
Зимина К.Д., Бахтин В.К., Дерябин М.С., Касьянов Д.А,. Балыкин Д.Е. Повышение эффективности гидроакустического излучателя на основе гофрированного механического трансформатора 379
Балыкин Д.Е., Бахтин В.К., Дерябин М.С., Зимина К.Д., Касьянов Д.А. Электроакустические преобразователи на базе перспективных материалов 383
Цветков К.А., Ермошкин А.В., Прончатов-Рубцов Н.В. Моделирование доплеровского радиолокационного изображения поля морского волнения..... 387
Клемина А.В., Плотникова Д.А. Беспроводная передача данных на Arduino: реализация и тестирование радиомодулей NRF24 391
Мищенко Е.А., Демин И.Ю. Возможности искусственного интеллекта (ИИ) в задачах ультразвуковой медицинской диагностики..... 395
Ампилов П.С., Спивак А.Е., Демин И.Ю. Идентификация рассеяний и отражений в изображениях мягких биологических тканей с использованием метода ультразвуковой диагностики H-scan..... 398
Аникин А.В., Спивак А.Е., Демин И.Ю. Использование программного комплекса «HIFU beam» для численного моделирования эволюции интенсивных акустических полей..... 402
Горячев Д.А., Сухов А.М., Диденкулов И.Н., Прончатов-Рубцов Н.В., Вьюгин П.Н. Моделирование распространения широкополосного звука в акустическом волноводе.... 406
Авдеев Г.С., Вьюгин П.Н., Грязнова И.Ю., Ильина Н.В. Экспериментальное исследование влияния характеристик гидроакустических импульсных сигналов на возникновение искажений вблизи мягкой границы раздела сред..... 408
Грязнова И.Ю., Ларичев П.А., Сечин Е.А. О различных моделях оценки средней концентрации дискретных донных неоднородностей при дистанционном акустическом зондировании..... 410
Секция «Математическое моделирование процессов и систем»..... 413
Акопян З.Г., Никифорова И.В. Численно-аналитическое исследование динамики виброударного механизма с кривошипно-шатунным возбудителем колебаний реактивной массой 414

Бородина Т.С., Лопатин И.И. Применение моделей копул для анализа данных фондового рынка 417
Бритенков А.К., Травин Р.В. Обработка экспериментальных данных измерений в натурных условиях электроакустических параметров низкочастотных гидроакустических преобразователей 421
Федосеев В.Б. Форма янус-частиц и обобщение задачи Плато о двойном пузыре 425
Китаев А.Е. К обсуждению проблем, связанных с силой реакции излучения 429
Ларюшин И.Д., Лаврухина Е.А. Моделирование противостояний в современных стратегических играх 433
Панкратова Е.А., Бубукин И.Т., Ракуть И.В., Агафонов М.И., Яблоков А.А., Бубукин В.И., Водзяновский Я.О., Худченко А.В., Третьяков И.В. Сравнение радиометрических методов определения поглощения атмосферы 437
Сарафанов Г.Ф. Формирование неоднородной дислокационной структуры ячеистого типа с учетом корреляционного механизма взаимодействия дислокаций 440
Сарафанова А.Г., Сарафанов Г.Ф. Компьютерное моделирование формирования равновесных субграниц в ячеистой структуре 444
Зайцев В.В., Павлов И.С. Дисперсионные свойства метаматериала, моделируемого цепочкой сферических частиц “масса-в-массе” 448
Секция «Стохастические мультистабильные системы» 453
Филатов Д.О., Коряжкина М.Н., Антонов И.Н. Влияние шума на переключение мемристора в промежуточные состояния 454
Коряжкина М.Н., Пахомова Д.Д., Лебедева А.В., Исаев Д.А., Колобова А.П., Будылина Е.Д., Белов А.И., Антонов И.Н., Агарков Ю.Ю., Михайлов А.Н. Отклик мемристивного устройства на нейрональную активность гиппокампа грызунов *in vivo* 456
Филатов Д.О., Горшков О.Н., Клюев А.В., Якимов А.В. Анализ ВАХ мемристоров на основе эпитаксиальных гетероструктур *p*-Si/*p*-Ge/n^+-Si(001) с Ag-электродом 460
Клубков А.В., Денисова Е.А., Клубкова А.А., Агудов Н.В., Дубков А.А., Белов А.И., Большаков Д.И. Методика измерений параметров ВАХ для стохастической модели мемристора 464
Секция «Информационные системы. Средства, технологии, безопасность» 469
Белова А.А., Горбунов А.А. Экспериментальное сравнение производительности алгоритмов шифрования для разных объемов данных 470
Грошкова Т.В., Мокляков В.А. Подходы к использованию машинного обучения для начального анализа событий информационной безопасности в системах управления информационной безопасностью (SIEM) 472
Капралова М.В., Никитенкова С.П. Состязательные атаки на систему распознавания знаков дорожного движения 474
Карельский И.Н., Ротков Л.Ю. Оценка скрытности работы РЛС, сопряженной со средством пассивной локации бортовых излучений летательных аппаратов, в условиях применения противорадиолокационных ракет 477
Кривина Е.Н., Рябов А.А. Выявление аномалий сетевого трафика 481
Летавин А.С., Никитенкова С.П. Аутентификация на основне анализа рисков 482
Морев А.С., Мокляков В.А. Система мониторинга и анализа киберугроз на основе Graylog: подход к обнаружению атак путём разработки критериев важности событий ИБ 484

Егорова А.А., Никитин А.В. Применение сверточных нейронных сетей для противодействия спуфинг атакам на основе масок 486
Нужный Р.Г., Ротков Л.Ю., Мокляков В.А. Особенности применения компенсирующих мер защиты информации на объектах КИИ. 489
Никитин О.В., Овчинников П.Е. Разработка метода синхронизации времени по радиоканалу 492
Егорова А.А., Павлушкин В.А. Разработка нейросетевого модуля для системы обнаружения вторжений 494
Егорова А.А., Шабалин И.Н. Анализ и сравнение сигнатурных и ML-интегрированных SIEM-систем 496
Софронов А.А., Рябов А.А., Горбунов А.А., Ротков Л.Ю. Обнаружение сетевых аномалий в реальном трафике с использованием метода машинного обучения Random Forest 499
Васильев Р.А. Анализ защищенности web-приложений с применением GraphQL API 501
Секция «Физические основы и практическое применение технологий беспроводной связи и информационно-телекоммуникационных технологий» .. 506
Желтов А.В. Исследования и современные технологии в экологическом и интенсивном земледелии 507
Люлява Д.В., Дуксин Н.А., Дуксина И.И., Потехин Д.С. Оптимизация топологического представления тракта обработки данных для специализированного вычислителя с конвейерной архитектурой 513
Пальгуев Д.А. Изохронность вычислительных процессов в информационной системе сетевой структуры с распределенным векторным вычислителем 517
Скрябин Ю.М., Потехин Д.С. Учет редукции электростатического поля возвышениями на земной поверхности 519
Тарасов И.Е. Статистический анализ параметров сигналов на базе массово-параллельной вычислительной системы 522
Пухкий К.К., Лысов М.А., Трыкин А.М., Васильев Е.П., Турлапов В.Е. Разложение на эмпирические моды в анализе нестационарных сигналов на примере гиперспектральных изображений 525
Секция «Проблемы физического и инженерного образования» 533
Фитасов Е.С. Специальные образовательные пространства для реализации образовательной программы «Специальные радиотехнические системы» ПИШ ННГУ . 534
Масленникова Ю.В., Фаддеев М.А. Многоуровневая система довузовской подготовки в Передовой инженерной школе ННГУ 537
Некоркин С.М., Францев М.Е., Журба М.В. Роль и место специалистов по внедрению технологий радиофотоники в радиотехническом институте 541
Журба М.В., Королева Н.В. Организационно-методические основы взаимодействия промышленных предприятий с общеобразовательными организациями 544
Аминов Р.Б. Возможности реализации корпоративного обучения в форме самообразования 548
Ковшиков А.А., Сорохтин М.М. Подготовка комплекса лабораторных работ по разработке встроенного ПО на процессорах ARM 551
Фаддеев М.А. Тематика научно-исследовательских работ школьников, проходящих довузовскую подготовку в Передовой инженерной школе ННГУ 555

Ремизова И.В., Лебедева О.В. Сочетание виртуального и натурного физического эксперимента при проведении лабораторных работ в основной школе 559
Белова О.В., Лебедева О.В. Экспериментальные задачи как средство обобщения, систематизации и углубления физических знаний обучающихся 9 классов в системе дополнительного образования 563
Чистяков Я.В. Основные этапы моделирования и требования, предъявляемые при разработке тренажно-имитационного комплекса 566
Британенков А.К., Винокурова М.О., Макарова П.А., Матвеева А.А., Орлова А.А., Прохорова М.В. Исследование психологического портрета личности студента радиофизического факультета в контексте получения профессионального образования 571
Содержание 576

Труды
XXIX научной конференции по радиофизике, посвящённой 80-летию радиофизического факультета

Нижний Новгород, 14 — 31 мая 2025 г.

Отв. редактор В.В. Матросов

Публикуется в авторской редакции

Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского
603022, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23

Электронный формат издания PDF

Адреса электронного ресурса:
http://www.rf.unn.ru/nauka/konferentsii/rf-conf-2025-book/