

Труды XXX 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.

КОЭФФИЦИЕНТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КАНАЛА КАК МЕТРИКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛЬНЫХ СОЗВЕЗДИЙ

М.В. Железнов, В.В. Пархачёв

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В условиях ограниченного частотно-энергетического ресурса перспективным направлением развития цифровой связи является переход к многомерным сигнальным созвездиям [1], позволяющим разнести сигнальные точки для повышения помехоустойчивости и скрытности передачи. Однако оценка эффективности таких структур до этапа проектирования кодеров и декодеров по вероятности битовой ошибки невозможна, так как изначально известны лишь координаты точек, размерность пространства и объем алфавита. Цель работы – обоснование и применение метрики для объективной оценки потенциальной эффективности созвездий, независимой от конкретных алгоритмов кодирования и маппинга. В качестве данного критерия предлагается использовать коэффициент использования канала η .

Математическая модель и метрика эффективности

Коэффициент использования канала определяется как отношение предельно достижимой скорости передачи к пропускной способности непрерывного канала Шеннона:

$$\eta = \frac{R}{C}. \quad (1)$$

В идеализированном случае предельная скорость R для заданной геометрии созвездия численно равна взаимной информации дискретно-непрерывного канала $I(X; Y)$ [2]. Она вычисляется как разность априорной и апостериорной (условной) энтропий:

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y). \quad (2)$$

При равновероятной передаче символов априорная энтропия источника является константой: $H(X) = \log_2 M$. В то же время, поскольку для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) выход является непрерывным, вычисление условной энтропии требует интегрирования по всему объему пространства $\mathbb{R}^N$:

$$H(X|Y) = \int_{\mathbb{R}^N} W(y) \left[- \sum_{i=1}^M P(x_i|y) \log_2 P(x_i|y) \right] dy, \quad (3)$$

где $P(x_i|y)$ – апостериорная вероятность того, что был передан именно символ x_i , если на приемники был зафиксирован вектор y , а $W(y)$ – безусловная плотность распределения принятого сигнала. Выражение в квадратных скобках представляет собой локальную апостериорную энтропию.

Для нахождения $P(x_i|y)$ используется формула Байеса, что требует вычисления значений многомерных гауссовских плотностей вероятности. При программной реализации этого шага возникает проблема вычислительной стабильности. В области высоких отношений сигнал/шум (ОСШ) дисперсия шума стремится к нулю, из-за чего

аргументы экспонент становятся очень большими. Прямое вычисление таких экспонент приводит к переполнению машинной памяти.

Для обеспечения корректности расчетов в математическую модель внедрен алгоритм LSE [3]. Вычисления переносятся в логарифмическую область, и алгоритм безопасно находит логарифм суммы путем вынесения максимального элемента L_{max} за знак логарифма:

$$\ln P(\mathbf{x}_i|\mathbf{y}) = L_i - \left(L_{max} + \ln \left(\sum_{j=1}^M \exp(L_j - L_{max}) \right) \right). \quad (4)$$

Аналитически вычислить многомерный интеграл (3) невозможно, поэтому для расчета итоговой взаимной информации применяется метод Монте-Карло. Интеграл заменяется усреднением по K независимым испытаниям, а вычисления ведутся через натуральный логарифм для ускорения:

$$I(X; \mathbf{Y}) \approx \log_2 M - \frac{1}{K \ln 2} \sum_{k=1}^K \left\{ - \sum_{i=1}^M P(\mathbf{x}_i|\mathbf{y}^{(k)}) \ln P(\mathbf{x}_i|\mathbf{y}^{(k)}) \right\}. \quad (5)$$

Полученное по формуле (5) значение подставляется в формулу (1) для нахождения итогового коэффициента использования канала η .

Результаты моделирования

Оценка точности метода Монте-Карло проводилась для ансамбля максимальной сложности ($N = 15, M = 10\ 100$). Установлено, сходимость результатов вычисления взаимной информации обеспечивается при объеме выборки $K = 10^5$ (см. рис. 1), принимается за рабочее значение для дальнейших расчетов.

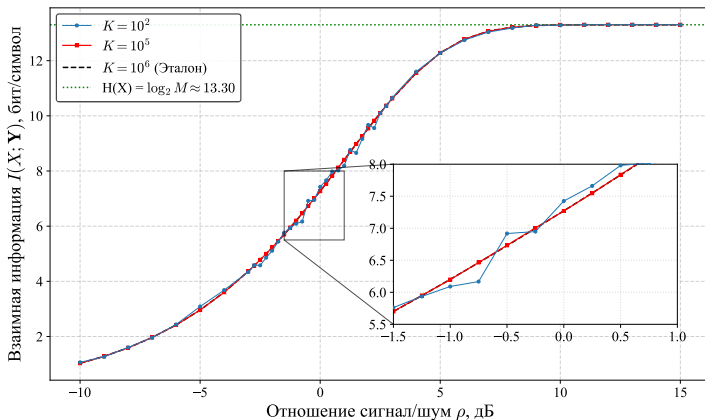


Рис. 8

Исследование зависимости $I(X; \mathbf{Y})$ от ОСШ для ансамблей различной размерности (при фиксированном объеме словаря $M = 1024$, см. рис. 2) показало, что увеличение

размерности пространства обеспечивает существенный энергетический выигрыш, позволяя передавать тот же объем информации при значительно меньшей мощности передатчика.

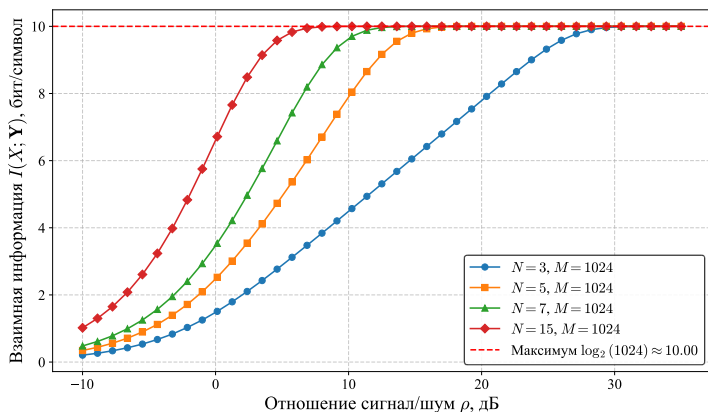


Рис. 9

Анализ коэффициента использования канала демонстрирует необходимость адаптивного управления объемом алфавита (см. рис. 3). В условиях сильных шумов для полного исчерпания ресурса канала достаточно словаря малого объема. Однако при высоком ОСШ ($\rho = 10$ дБ) потенциал канала недоиспользуется, что требует перехода к созвездиям большего размера для поддержания эффективности.

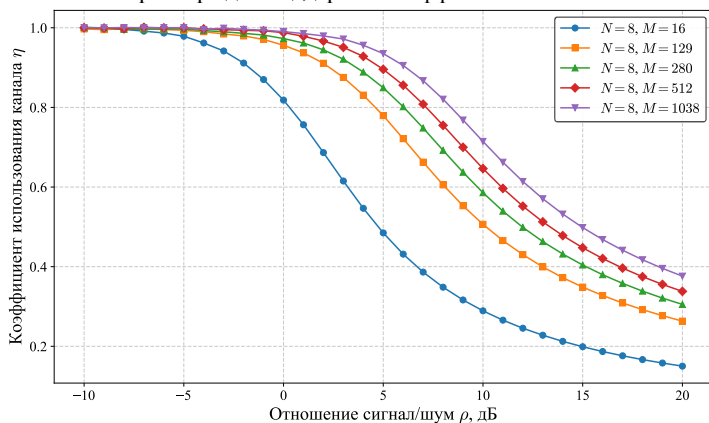


Рис. 10

При фиксированном ОСШ ($\rho = 10$ дБ) наблюдается геометрический компромисс (см. рис. 4). В малоразмерных пространствах ($N = 3$) эффективность быстро

насыщается, и рост алфавита не дает увеличение коэффициента. Увеличение размерности позволяет приблизиться к пределу Шеннона, но требует использования созвездий с большим объемом алфавита.

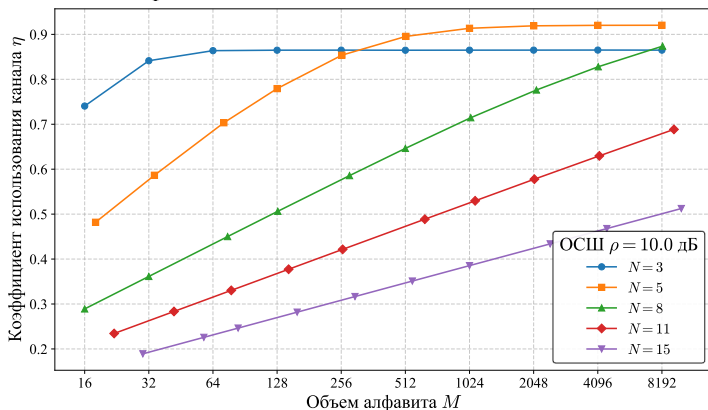


Рис. 11

Заключение

В ходе работы показано, что коэффициент использования канала η является объективной метрикой для оценки многомерных сигнальных созвездий. С помощью моделирования подтверждено, что многомерные сигналы дают заметный энергетический выигрыш по сравнению с малоразмерными. На основе полученных зависимостей сформулировано два главных вывода. Во-первых, для эффективного использования канала необходимо адаптивно менять объем алфавита в зависимости от уровня шума. Во-вторых, выявлен геометрический компромисс: чтобы вплотную приблизиться к пределу Шеннона, недостаточно просто увеличивать словарь – нужно одновременно повышать размерность пространства. Таким образом, предложенный метод позволяет оценивать потенциальную эффективность разрабатываемых сигнальных конструкций на раннем этапе, еще до начала разработки кодеров и демодуляторов.

- [1] Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. – М.: Техносфера, 2018, 310 с.
- [2] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963, 829 с.
- [3] Blanchard P., Higham D. J., Higham N. J. // IMA Journal of Numerical Analysis. 2021. Vol. 41, no. 4. P. 2311.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ОТРАЖАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

А.С. Фотынюк, В.В. Пархачёв

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В работе рассматривается использование реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (*Reconfigurable Intelligent Surface, RIS*) для повышения защищенности беспроводной передачи данных на физическом уровне. Основное внимание уделено исследованию методов фазовой оптимизации элементов RIS и их влияния на скорость секретной передачи (*secrecy capacity*) канала связи.

Введение

Современные системы беспроводной связи поколения 5G и перспективные сети 6G предъявляют высокие требования не только к скорости передачи данных, но и к защищенности канала связи [1, 2]. Одним из перспективных направлений развития является концепция программируемой радиосреды, в рамках которой распространением электромагнитных волн можно управлять с помощью специальных интеллектуальных поверхностей [1, 2].

RIS представляет собой набор управляемых отражающих элементов, способных изменять фазу отраженной электромагнитной волны [1-3]. В отличие от традиционных методов формирования луча (*beamforming*), управление осуществляется не только на стороне передатчика, но и непосредственно в среде распространения сигнала. Это позволяет формировать требуемую интерференционную картину электромагнитного поля и повышать качество связи для легитимного пользователя при одновременном снижении качества сигнала у потенциального перехватчика [2, 3]. В настоящее время технология RIS активно исследуется как теоретически, так и в рамках экспериментальных прототипов [3].

В качестве критерия защищенности в работе использовалась скорость секретной передачи — разность между пропускной способностью канала легитимного пользователя и канала перехватчика [3].

Математическая модель системы

Исследуемая система включает передатчик Алиса, легитимного пользователя Боба, перехватчика Еву и одномерную реконфигурируемую интеллектуальную поверхность RIS с 16-ю элементами. Моделирование проводилось для несущей частоты $f = 3$ ГГц, соответствующей длине волны $\lambda = 0.1$ м. Расстояние между соседними элементами RIS выбиралось равным $d = \lambda/2$, что соответствует типичной конфигурации антенных решеток и позволяет избежать появления паразитных дифракционных максимумов. Передача сигнала осуществляется как по прямому каналу, так и через отражение от элементов RIS. (рис. 1)

Канал между передатчиком и легитимным пользователем имеет каналный коэффициент следующего вида:

$$h_{total} = h_d + \sum_{n=1}^N \frac{1}{d_1 d_2} e^{-jk(d_1+d_2)} e^{j\phi_n}, \quad (1)$$

где h_d – канальный коэффициент прямого канала, d_1 – расстояние от передатчика до RIS, d_2 – расстояние от RIS до приемника, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, ϕ_n – фазовый сдвиг n -го элемента RIS.

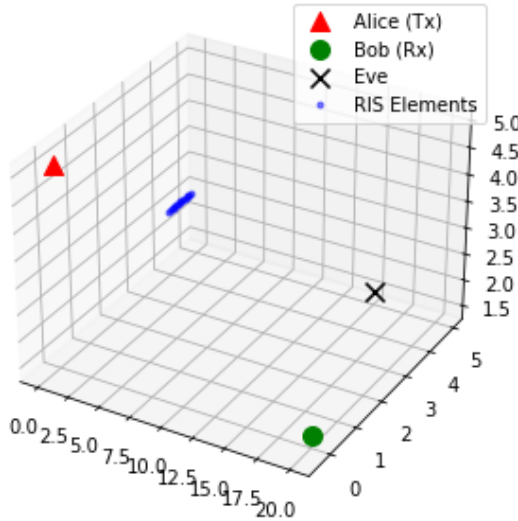


Рис. 1

Для оценки качества канала использовалось отношение сигнал/шум:

$$\text{ОСШ} = \frac{P|h|^2}{N_0}, \quad (2)$$

где P — мощность передатчика, N_0 — мощность шума.

Спектральная эффективность канала определялась формулой Шеннона:

$$C = \log_2(1 + \text{ОСШ}) \quad (3)$$

В качестве основной метрики защищенности использовалась скорость секретной передачи:

$$SC = \max(C_B - C_E, 0), \quad (4)$$

где C_B — пропускная способность канала Боба, C_E — пропускная способность канала Евы.

Методы фазовой оптимизации

В работе исследовались два метода управления фазами RIS.

Первый метод — выравнивание фаз, основанный на конструктивном сложении отражённых волн в точке расположения легитимного пользователя [3]. Данный подход позволяет максимизировать отношение сигнал/шум у легитимного пользователя, однако не учитывает положение перехватчика.

Второй метод — дифференциальная эволюция, относящийся к классу эволюционных алгоритмов глобальной оптимизации (блок схема представлена на рис. 2). В процессе работы алгоритм формирует популяцию фазовых конфигураций RIS, выполняет операции мутации, скрещивания и отбора, после чего выбирает решение с максимальным значением скорости секретной передачи. В отличие от метода выравнивания фаз, дифференциальная эволюция позволяет одновременно усиливать сигнал у Боба и снижать уровень сигнала у Евы.

Моделирование проводилось в среде Python с использованием библиотек NumPy, SciPy и Matplotlib [4-6].



Рис. 2

Результаты моделирования

В ходе моделирования были исследованы четыре сценария работы системы: передача без использования RIS, применение случайных фазовых сдвигов, метод выравнивания фаз и оптимизация методом дифференциальной эволюции.

Для системы без RIS отношение сигнал/шум составило ОСШ = 33.85 дБ, а скорость секретной передачи - 0 бит/с/Гц, что говорит о том, что в данной геометрии безопасная связь невозможна. Использование случайных фазовых конфигураций RIS позволило увеличить значение скорости секретной передачи до 2 бит/с/Гц при ОСШ = 36.58 дБ.

Применение метода выравнивания фаз обеспечило дальнейший рост скорости секретной передачи до 3.4 бит/с/Гц, ОСШ = 46 дБ.

Наилучшие результаты были получены при использовании алгоритма дифференциальной эволюции. В данном случае значение скорости секретной передачи достигло 14.9 бит/с/Гц, что превышает результат метода выравнивания фаз на 11.5 бит/с/Гц при полученных значениях ОСШ = 44.8 дБ. Отношение сигнал/шум Евы в данном сценарии уменьшилось до -32.5 дБ.

Дополнительно был проведён анализ зависимости эффективности системы от числа элементов RIS. При увеличении количества элементов с 4 до 64 значение скорости секретной передачи возросло с 4.5 до 17.9 бит/с/Гц, а отношение сигнал/шум на легитимном приемнике увеличилось с 34.8 до 54 дБ.

В рамках стресс-теста исследовалось влияние изменения положения перехватчика Евы на эффективность системы. Установлено, что при расстоянии между Евой и RIS, равном 0.5 м (что соответствует приблизительно 5 длинам волн), метод выравнивания фаз не обеспечивал безопасную передачу данных, вследствие чего скорость секретной передачи снизилась до нулевого значения. В то же время метод дифференциальной эволюции сохранял положительное значение скорости секретной передачи на уровне 14 бит/с/Гц, обеспечивая устойчивую защищённую передачу даже при расположении перехватчика в непосредственной близости от RIS.

Полученные результаты подтверждают, что использование методов оптимизации фаз RIS позволяет существенно повысить защищённость беспроводного канала связи и обеспечить более высокие значения скорости секретной передачи по сравнению со сценариями без оптимизации.

Заключение

В работе была реализована модель RIS-системы и исследованы методы фазовой оптимизации для повышения защищённости беспроводной связи. Показано, что использование реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей позволяет эффективно управлять распространением сигнала и повышать скорость секретной передачи канала.

Наилучшие результаты были получены при использовании алгоритма дифференциальной эволюции, обеспечивающего пространственно-селективное распределение электромагнитного поля и одновременное усиление сигнала у Боба при подавлении сигнала у Евы.

Полученные результаты подтверждают перспективность технологии RIS для систем связи 6G и задач защиты канала на физическом уровне.

- [1] Jian M., Alexandropoulos G.C., Basar E. et al. // *Intelligent and Converged Networks*. 2022. Vol. 3, no. 1. P. 1.
- [2] Di Renzo M., Zappone A., Debbah M. et al. // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. 2019. Vol. 2019. Article 129. P. 1.
- [3] Pei X., Yin H., Tan L., Cao L., Yang T. // *IEEE Communications Magazine*. 2022. Vol. 60, no. 1. P. 132.
- [4] Harris C.R., Millman K.J., van der Walt S.J. et al. // *Nature*. 2020. Vol. 585. P. 357.
- [5] Virtanen P., Gommers R., Oliphant T.E. et al. // *Nature Methods*. 2020. Vol. 17. P. 261.
- [6] Hunter J.D. // *Computing in Science & Engineering*. 2007. Vol. 9, no. 3. P. 90.

ДИНАМИЧЕСКОЕ КВАНТОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ГАУССОВА БИХ-ФИЛЬТРА

А.С. Пащенко

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Исследуется задача квантования коэффициентов цифрового БИХ-фильтра с гауссовой характеристикой на основе динамического программирования. Приводится алгоритм пошагового динамического квантования коэффициентов методами целочисленного нелинейного программирования. Иллюстрируется эффективность применения данного подхода на примере динамического квантования коэффициентов минимально-фазового гауссова БИХ-фильтра нижних частот высокого порядка с минимальной разрядностью представления целочисленных коэффициентов. Проведён сравнительный анализ функциональных ошибок квантования, а также проверка работоспособности квантованного фильтра на тестовом и реальном сигналах.

Ключевые слова: гауссов БИХ-фильтр, нелинейное дискретное программирование, целевая функция, динамическое квантование коэффициентов.

Введение

Цифровые фильтры, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которых описывается гауссовой функцией, широко используется в современной радиоэлектронной и измерительной технике [1 – 4].

Синтез минимально-фазового гауссова БИХ-фильтра по совокупности требуемых противоречивых характеристик в многомерном дискретном пространстве при выборке с запасом по частоте наиболее целесообразно осуществлять численными методами нелинейного математического программирования [5, 6].

Существенное уменьшение функциональной ошибки можно обеспечить применением «динамического» механизма квантования коэффициентов на основе динамического программирования [4, 5].

Алгоритм динамического квантования

Рассмотрим алгоритм динамического квантования на примере квантования коэффициентов нормализованного гауссова БИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения m -звеньев второго порядка ($m=N/2$, где N – порядок фильтра), с передаточной функцией [6]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}. \quad (1)$$

Разностное уравнение для одного звена такого целочисленного цифрового фильтра имеет следующий вид:

$$y_n = (b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2} - a_1 y_{n-1} - a_2 y_{n-2}) / a_0 \quad (2)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, R} \quad i = \overline{1, m}. \quad (3)$$

На рис. 1 представлена общая блок-схема алгоритма динамического пошагового квантования коэффициентов ЦЦФ.

Задача оптимизации дискретных коэффициентов данной разрядности записывается так [6]:



$$F^o(I\mathbf{X}_R) = \min_{I\mathbf{X}_R \in I_R^{5m}} F(I\mathbf{X}_R) \quad (4)$$

$$-2^R < a_{di} < 2^R \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,m} \quad (5)$$

$$-2^R < b_{di} < 2^R \quad d=\overline{0,2} \quad i=\overline{1,m} \quad (6)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q=\overline{0, W_k} \quad i=\overline{1,m} \quad (6)$$

$$|Zp_i| < r_{pole}^{\max} < 1 \quad i=\overline{1,m} \quad (7)$$

$$|Zz_i| < r_{zero}^{\max} < 1 \quad i=\overline{1,m} \quad (8)$$

$$K_i^{\min} \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq K_i^{\max} \quad i=\overline{1,m} \quad (9)$$

Рис. 1

где $F(I\mathbf{X}_R)$ - целевая функция, d – индекс коэффициента передаточной функции (4), $K_i^{\min}$, $K_i^{\max}$ - допустимые границы изменения коэффициента усиления i -го звена.

Динамическое квантование коэффициентов гауссова БИХ-фильтра

Рассмотрим пример квантования методом динамического программирования коэффициентов исходного синтезированного минимально-фазового гауссова БИХ-фильтра при целочисленном описании его квантованного варианта.

Динамическое квантование коэффициентов фильтра осуществлялось в рамках следующих спецификаций:

- 1) Полоса пропускания: 4950 ± 30 Гц
- 2) Коэффициент передачи: 1.0 с допуском $\pm 0,05$
- 3) Нелинейность фазы в полосе не выше 1°
- 4) Порядок рекурсивного фильтра: 10
- 5) Максимально-допустимый радиус полюсов: 0,95
- 6) Максимально-допустимый радиус нулей: 0,99
- 7) Масштабирование коэффициентов передачи звеньев в интервал $\{0,8 - 3,2\}$
- 8) Частота дискретизации: 100 кГц

Табл. 1

Звено филь- тра	Коэффициенты передаточной функции				
	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2
1	-0.167353	-0.353104	-0.295559	0.075101	-0.275514
2	-0.992160	0.316192	-0.560509	0.079541	-0.498630
3	-0.495590	0.796407	-0.574147	0.261248	-0.346700
4	-0.991332	0.297753	0.186536	0.269221	0.155544
5	-0.006993	-0.379515	0.493982	-0.198898	-0.097102

Исходные не-квантованные вещественные коэффициенты гауссова БИХ-фильтра приведены в таблице 1. Приведённые выше требования специ-

фикаций в неквантованном ФНЧ выполнялись с большим запасом.

Осуществим сначала классическое квантование коэффициентов данного фильтра до минимальной разрядности их представления $R_{\min}=3$ бита, фиксируя

функциональную ошибку (3) реализации требуемой АЧХ (таблица 2). График соответствующей зависимости для наглядности представлен в логарифмическом масштабе (рис. 2).

Табл. 2

СКО	Разрядность квантования, бит								
	НК	12	10	8	7	6	5	4	3
ΔH клас	1.4e-4	1.8e-4	5.2e-3	6.4e-2	3.4e-2	0.425	0.775	4.89	11.2
ΔH дин	1.4e-4	1.41e-4	2e-4	4.8e-4	9.4e-4	1.6e-3	0.033	0.024	0.656

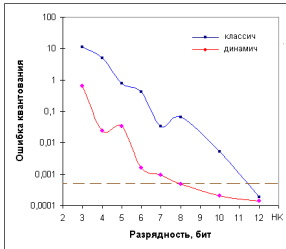


Рис. 2

Звено фильтра	Коэффициенты передаточной функции					Усиление звена $K_{\max}$
	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2	
1	-20	-45	-38	8	35	1.1
2	-126	39	-70	10	-1	3.0
3	-61	96	-79	32	-43	0.9
4	-126	36	23	33	19	2.0
5	0	-47	63	-25	-12	0.9

Табл. 3

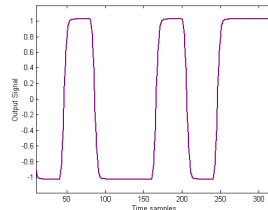
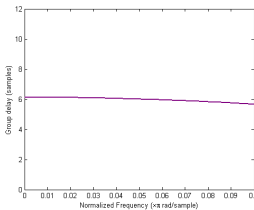
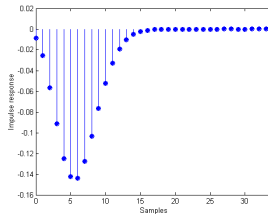
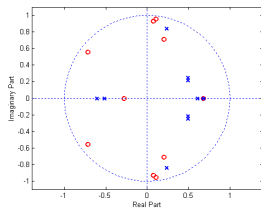


Рис. 3

Осуществим теперь динамическое квантование коэффициентов исходного фильтра (таблица 1) по приведенному выше алгоритму фиксируя функциональную ошибку $\Delta H_{\text{дин}}$ реализации требуемой АЧХ в таблице 2. Графики динамической ошибки также представлены на рис. 2.

Функциональная ошибка классического квантования резко возрастает, начиная с уровня 12 битового представления коэффициентов гауссова фильтра, в то время как ошибка динамического квантования имеет тенденцию к росту только начиная с уровня 8 – 9 битового представления коэффициентов.

Также можно отметить, что допустимому уровню 5e-5 (отображен на рис. 2 пунктиром) выполнения спецификационных требований по функциональной СКО-ошибке (11) соответствует только 12-битовое решение при классическом квантовании, в то время как при динамическом квантовании для представления коэффициентов вполне достаточно 8 бит.

В таблице 3 приведены оптимальные значения целочисленных 8-битовых коэффициентов передаточной функции гауссова минимально-фазового БИХ-фильтра по квантованию с одинаковой значимостью требований к АЧХ и ФЧХ,

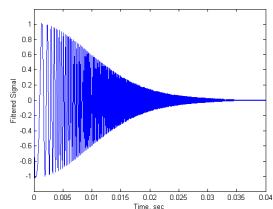


Рис. 4

а также достигнутый уровень его каскадного масштабирования.

Погрешность выполнения гауссовой низкочастотной функции не превышала $5e-5$, а фазовая нелинейность в полосе пропускания 8-битового БИХ-фильтра составляла $\Delta\varphi=0,6^\circ$, что полностью соответствует требованиям спецификации

Анализ характеристик гауссова ВЦФ во временной и частотной области по их квантованным 8-битовым коэффициентам формата 8.7 осуществлялся уже в пакете MATLAB (рис. 3). Анализ в пакете MATLAB

полностью подтверждает соответствие квантованных характеристик ВЦФ и ЦЦФ.

Производилось модельное тестирование работоспособности данного 8-битового БИХ-фильтра в пакете MATLAB. Результаты модельной фильтрации ЛЧМ сигнала (рис. 4) подтверждают полную работоспособность отквантованного гауссова минимально-фазового БИХ-фильтра.

Выводы

Вопросам квантования при аналитическом расчёте БИХ-фильтра посвящено много работ, в которых отмечается, что при высоком порядке фильтра ($N > 20$) весьма существенные трудности возникают уже при квантовании вещественных данных до 8–10 бит, что и подтверждается приведёнными в исследовании данными.

Эти негативные последствия могут во многом быть устранены применением динамического программирования. Динамическое квантование позволяет существенно уменьшить функциональную ошибку реализации требуемых характеристик малоразрядного цифрового фильтра в сравнении с классическим статистическим квантованием.

- [1] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. — Москва: Издательский дом "Вильямс", 2004, 992 с.
- [2] Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — Москва: МИР, 1978, 848 с.
- [3] Мингазин А.Т. // Электронная техника. 1993. Сер.10 № 1, 2. С. 3.
- [4] Вентцель Е.С. Исследование операций. Задачи, принципы, методологии. — Москва: Наука, 1988, 208 с.
- [5] Есипов Б.А. Методы оптимизации и исследования операций. — Самара: СГАУ, 2007, 180 с.
- [6] Бугров В.Н. // Компоненты и технологии. 2019. № 10. С. 92.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИСКАЖАЮЩИХ ФАКТОРОВ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

К.С. Матросов, С.А. Козлов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Одним из подходов при проектировании канала связи, позволяющего существенно сократить время разработки, является создание цифрового двойника. Необходимо создать удобный инструмент проектирования цифровых двойников, состоящего из множества взаимосвязанных компонентов. Для этого необходимо рассмотреть по возможности все причины, приводящие к ошибкам и искажениям при передаче сообщения через канал связи. Так интересно рассмотреть искажающие факторы, оказывающие влияние при формировании радиосигналов с фазовой манипуляцией. Используя различные модели, описывающие изменение сигнала, можно оценить их влияние на достоверную передачу исходного сигнала.

Модели искажающих факторов

При моделировании формирования, передачи и приёма сигнала на радиочастоте (высокой частоте) возникают различные нелинейные эффекты, оказывающие влияние на информационное сообщение. Сообщение, передаваемое по радиоканалу, может искажаться из-за воздействия как внешних по отношению к радиоприёмному устройству помех, так и внутренних или собственных шумов активных элементов [1].

При моделировании использовалась полиномиальная модель нелинейных искажений сигнала:

$$y(t) = ax(t) + bx^2(t) + cx^3(t) + dx^4(t) + ex^5(t), \quad (1)$$

где a, b, c, d, e — коэффициенты, определяющие влияние линейной, квадратичной, кубической, биквадратной и пятой степени составляющей в сигнале.

Значения коэффициентов для радиопередатчиков и усилителей мощности подбираются в зависимости от типа усилителя.

В реальных устройствах на достоверный приём сигнала существенное влияние оказывает возникающая в радиотехнических цепях задержка. Задержка сигнала во времени есть следствие конечной скорости его распространения. В радиотехнических цепях скорость распространения сигнала, на несколько порядков меньше скорости света. Задержка, возникающая в этих цепях, оказывает в ряде случаев заметное влияние на процессы распространения, генерации и усиления сигналов [2].

При моделировании используется дискретная модель задержки сигнала, что соответствует модели «прямого луча». Задержка вводится как отставание сигнала на некоторое количество отчётов времени.

При рассмотрении искажающих факторов в канале нельзя обойтись без рассмотрения теплового шума. Тепловой шум, а также помехи со стороны других пользователей и коммутационного оборудования канала могут приводить к ошибкам в детектирование импульсов, представляющих оцифрованные выборки. Быстрое ухудшение

качества выходного сигнала за счет ошибок, индуцированным каналом, называется пороговым эффектом (threshold effect) [3].

Ещё одним эффектом, влияющим на достоверность передачи сообщения, является разбалансировка амплитудных компонент сигнала. Эта помеха обусловлена нарушением ортогональности и является характерной для квадратурных сигналов. В идеальном случае фазовый сдвиг между опорными колебаниями должен составлять 90° . При практической реализации имеет место небольшое рассогласование, которое может достигать нескольких градусов. В результате появляется корреляция между квадратурными компонентами, приводящая к дополнительной аддитивной шумовой помехе в каждом канале после перемножения в синхронном детекторе демодулятора [4].

Для моделирования дисбаланса амплитудных компонент использовалась следующая модель:

$$\begin{cases} I_{out} = I_{in} + n_I \\ Q_{out} = Q_{in} + n_Q \end{cases} \quad (2)$$

где $n_I \sim N(0, \sigma^2)$, $n_Q \sim N(0, \sigma^2)$ — независимые гауссовские шумы.

Экспериментальная часть

Была построена модель формирования и передачи сигнала по каналу связи. На генераторе псевдослучайной последовательности битов создается последовательность, которая затем на модуляторе MPSK преобразовывается в символы, а после каждому символу присваивается фаза. На выходе с модулятора мы получаем реальную I и мнимую Q часть сигнала. После I и Q компоненты на смесителе складываются и образуют вместе с опорным сигналом MPSK модулированный сигнал с прямоугольными импульсами на несущей частоте. На выходе с передатчика сигнал подаётся на усилитель мощности и далее передаётся по каналу связи с аддитивным белым гауссовым шумом на квадратурный демодулятор. На демодуляторе сигнал разделяется на две составляющие. Одна составляющая умножается на синус с несущей частотой, а другая на косинус с несущей частотой. Далее каждая составляющая подаётся на фильтр нижних частот. В результате всех преобразований мы получаем I и Q компоненту сигнала, которые подаются на смеху принятия решения о фазе сигнала. На выходе с демодулятора получаем принятую последовательность битов, которую можно сравнить с изначальной и определить вероятность возникновения битовой ошибки в канале связи. Отдельно в канале можно получить сигнальные созвездия сигнала до и после преобразований. Также можно посмотреть, как выглядит сигнал во временной области, I и Q компоненты сигнала после демодуляции. Отдельно в канале можно дополнительно учесть влияние на сигнал различных искажающих факторов. Было рассмотрено воздействие аддитивного белого гауссова шума и нелинейных искажений на усилителе мощности достоверность передачи сообщения, и в результате моделирования были получены проходные характеристики нелинейных усилителей при разных видах нелинейности (рис 1), зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от искажения сигнала на выходе нелинейного усилителя (рис 2). Под искажением сигнала $\mathcal{X}$ будем понимать абсолютное отклонение среднеквадратичного значения реального сигнала от идеального:

$$\mathcal{X} = 100 \cdot \left| 1 - \frac{rsm(x_{лин})}{rsm(x)} \right|, \quad (3)$$

где $\text{gsm}(x)$ - среднеквадратичное значение реального сигнала, а $\text{gsm}(x_{\text{лин}})$ - среднеквадратичное значение идеального (линейного) сигнала.

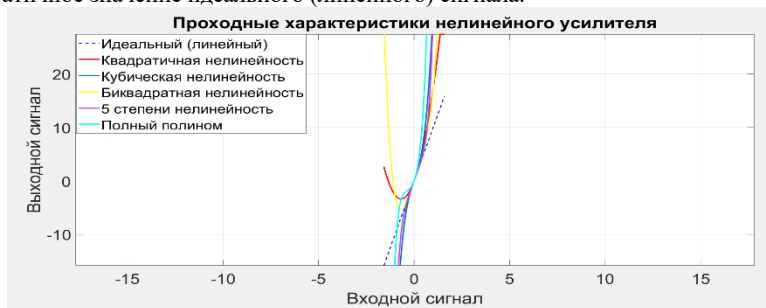


Рис. 1

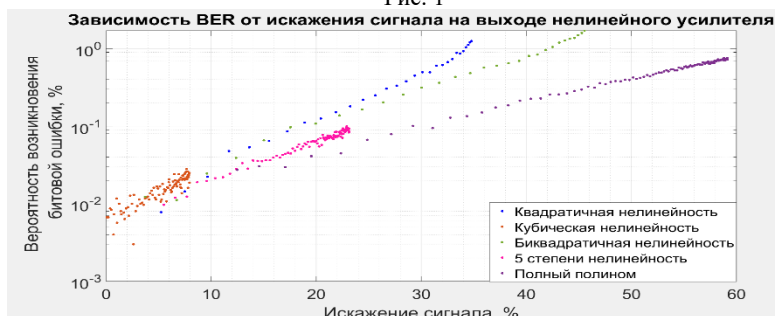


Рис. 2

Также была построена зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от мощности на входе нелинейного усилителя для разных типов нелинейных усилителей (рис 3).

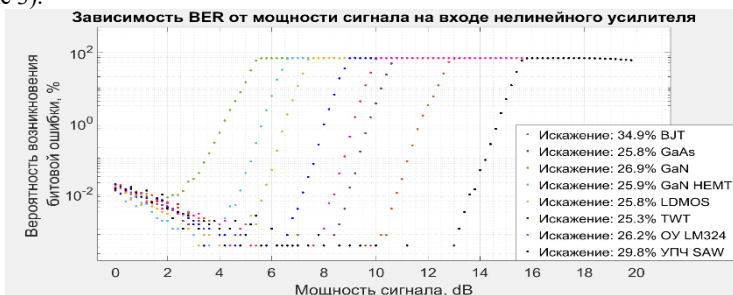


Рис. 3

Выводы

В результате проведенной работы было определено, что при малых значениях амплитуды сигнала искажения, вызванные тепловыми шумами в канале связи, сильно

влияют на передачу и приводят к увеличению вероятности ошибки передачи. С другой стороны, при больших амплитудах сигнала тепловой шум не оказывает такого сильного воздействия, однако при больших амплитудах из-за нелинейности усилителя происходит существенное искажение сигнала, в результате которого происходит рост вероятности возникновения битовой ошибки. Также было получено, что при нелинейности, соответствующей чётным степеням полинома, знак сигнал на выходе всегда меняется на положительный, что приводит к ошибке передачи информации, а при нелинейности, соответствующей нечётным степеням полинома, возникают интермодуляционные составляющие, которые приводят к ошибкам при передаче.

- [1] Курочкин А. Е. Теоретические основы активных магнитных антенн. Ч. 1: Шумовые параметры входных каскадов радиоприёмных устройств с магнитной антенной — Минск: БГУИР, 2002, 150 с.
- [2] Тюрин В.А., Бойко Б.П. Линия задержки: учеб.-метод. пособие — Казань: КФУ, 2015, 39 с.
- [3] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер.с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003, 1104 с.
- [4] <http://jre.cplire.ru/jre/may16/7/text.html>

ДОСТИЖЕНИЕ СЕКРЕТНОСТИ В КАНАЛЕ С ПОДСЛУШИВАНИЕМ МЕТОДАМИ КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

Е.И. Турченко, В.В. Пархачёв

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В современных системах связи обеспечение конфиденциальности передаваемых данных основывается на криптографических методах, стойкость которых опирается на вычислительную сложность математических задач. Однако развитие вычислительных мощностей, квантовых компьютеров и появление новых алгоритмов анализа ставят этот подход под угрозу. Альтернативой является информационно-теоретическая секретность, которая не зависит от вычислительной сложности, а основана на теории кодирования канала.

В данной работе рассматривается модель канала прослушивания со стиранием и теория кодирования для обеспечения секретности в данном канале. Также в ходе работы были получены характеристики ансамблей LDPC кодов, обладающих необходимыми свойствами для обеспечения секретности передачи.

Теория кодирования канала.

Классическая задача теории информации предполагает наличие двух сторон — отправителя и получателя, соединённых каналом связи. Однако на практике часто существует угроза перехвата сообщения третьей стороной. Схема такого канала представлена на рис. 1 [1].

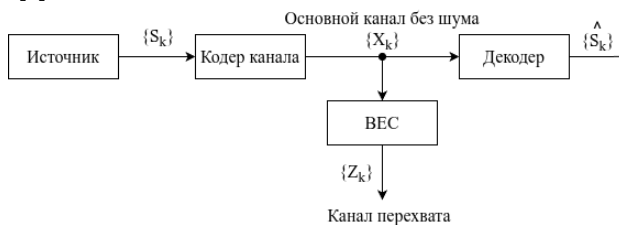


Рис. 1

Согласно работе [1] секретная пропускная способность канала определяется как максимально возможная скорость передачи информации с максимальной величиной неопределенности для канала перехвата:

$$C_s = \text{Capacity}(X \rightarrow Y) - \text{Capacity}(X \rightarrow Z), \quad (1)$$

где $\text{Capacity}(\dots)$ – пропускные способности основного канала и канала перехвата соответственно.

Рассмотрим модель канала со стиранием (Erasure Wire-Tap) - EWT(ϵ). Основной канал не имеет шума, легитимный получатель принимает без искажений. Канал перехватчика представляет собой двоичный стирающий канал $BEC(1-\epsilon)$, с вероятностью

стирания $1 - \varepsilon$ и вероятность утечки ε . Для такого канала секретная пропускная способность [2]:

$$C_s = 1 - \text{Capacity}(BEC(1 - \varepsilon)) = 1 - \varepsilon. \quad (2)$$

Для достижения этой скорости применим кодирование на основе смежных классов. Зафиксируем линейный код C длины n и размерности k . Все пространство $\{0,1\}^n$ разбивается на 2^{n-k} смежных классов. Выберем 2^k из них, где $k \leq n - \dim(C)$ и сопоставим каждому сообщению S свой класс. Для передачи сообщения S кодер случайно и равновероятно выбирает слово из соответствующего смежного класса.

В качестве кода C используем линейный код, порождённый строками проверочной матрицы H некоторого LDPC-кода. Пусть H — матрица размера $m \times n$, случайно выбранная из ансамбля $C^n(\lambda, \rho)$ LDPC-кодов, имеющего *порог декодирования* равный $\varepsilon^*(\lambda, \rho)$, где λ — распределение степеней рёбер для переменных узлов, ρ — распределение степеней рёбер для проверочных узлов.

Для канала EWT перехватчик получает долю ε бит. Если подматрица порождающей матрицы C на этих позициях имеет полный ранг, то все смежные классы C содержат одинаковое число векторов, согласованных с наблюдением перехватчика. Это означает, что для него все сообщения равновероятны и условие секретности принимает вид [2]:

$$\varepsilon < \varepsilon^*(\lambda, \rho). \quad (3)$$

Для обеспечения секретности необходимо выбрать LDPC-ансамбль, порог декодирования которого превышает вероятность стирания в канале подслушивания. Тем самым можно установить прямую связь между порогом декодирования кода и его способностью обеспечивать секретность на физическом уровне.

Анализ свойств распределения узлов графа Таннера

Целью данного раздела является экспериментальное исследование характеристик нерегулярных LDPC-кодов для двоичного канала со стираниями (BEC) и анализ влияния параметров кодовой конструкции на эффективность декодирования для дальнейшего использования кодов в обеспечении секретности в EWT канале.

Ансамбль кодов определяется распределением степеней проверочных и битовых узлов, представленных в виде полиномов: $\lambda(x) = \sum \lambda_i x^{i-1}$ для битовых узлов и $\rho(x) = \sum \rho_i x^{i-1}$ для проверочных узлов.

Для канала со стираниями BEC эволюция вероятности ошибки декодирования на итерациях декодирования будет определяться следующим образом [3]:

$$x_{l+1} = \varepsilon \cdot \lambda(1 - \rho(1 - x_l)), \quad (4)$$

где x_l — вероятность того, что сообщение от битового узла к проверочному несет информацию о том, что состояние соответствующего бита является неизвестным на шаге декодирования l , а ε — вероятность стирания в канале.

Порог декодирования ε^* – это максимальное значение вероятности стирания, при котором итеративный процесс сходится к нулевой ошибке.

Напрямую вычисление порога декодирования не является возможным, потому что он определяется распределениями степеней узлов. В данной работе мы использовали процедуру поиска наилучшего порога декодирования ε^* для целевой скорости R с оптимизацией распределений $\rho(x)$ и $\lambda(x)$.

Декодирование будет успешно, когда для всех $x \in (0; 1]$:

$$\varepsilon \cdot \lambda(1 - \rho(1 - x)) < x. \quad (5)$$

Необходимо найти распределения степеней проверочных и битовых узлов, которые дают максимальный порог ε^* для целевой скорости R согласно условию успешного декодирования (5). Скорость кода связана с распределениями по следующей формуле [3]:

$$R = 1 - \frac{\int_0^1 \rho(x) dx}{\int_0^1 \lambda(x) dx} = 1 - \frac{\sum_j \rho_j / j}{\sum_i \lambda_i / i} = 1 - \frac{\bar{d}_v}{\bar{d}_c}, \quad (6)$$

где d_v и d_c – степени, а $\bar{d}_v, \bar{d}_c$ – средние степени битовых и проверочных узлов соответственно.

В данной работе была применена следующая процедура поиска оптимального распределения. Изначально задается целевая скорость кода R и порог декодирования ε^* .

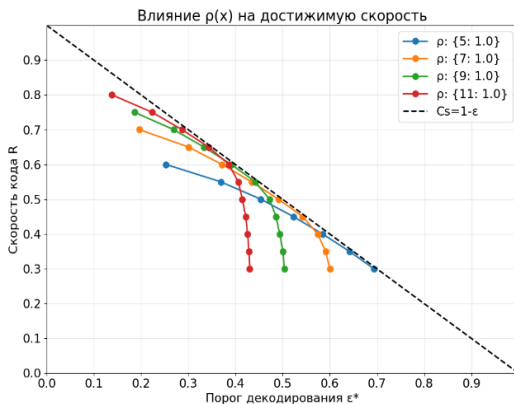


Рис. 2

можный порог декодирования, как показано на рисунке 2.

Для достижения областей высоких и низких скоростей будем адаптировать $\rho(x)$ и на основе подобранных значений искать решения оптимизационной задачи для $\lambda(x)$. Результат процедуры адаптации отображён на рис. 3.

Учитывая, что $\rho(x)$ и $\lambda(x)$ являются полиномами – задача их совместной оптимизации является нелинейной. Однако, если задать некоторое распределение $\rho(x)$ – то тогда задача становится линейной.

Таким образом, при заданном $\rho(x)$, целевом пороге ε^* и скорости R ищем распределение $\lambda(x)$, которое даёт наилучший действительный порог методом линейного программирования.

Выбор $\rho(x)$ влияет на максимально достижимую скорость кода и максимально воз-

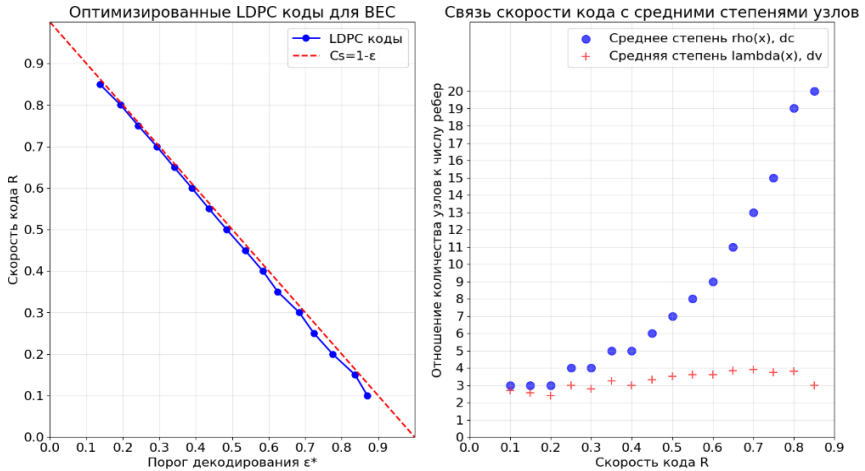


Рис. 3

На графике связи скорости кода со средними степенями узлов (рис. 3) отражена зависимость (7):

$$R = 1 - \frac{\bar{d}_v}{\bar{d}_c}. \quad (7)$$

Результаты

В ходе работы был проведен анализ модели канала с прослушиванием, рассмотрены основные свойства данной модели, характеризующие секретность передачи данных. Был рассмотрен метод кодирования с использованием дуальных LDPC-кодов. Получены распределения степеней узлов описывающие ансамбли LDPC-кодов с заданными скоростями кода и порогами декодирования.

В дальнейшем полученный результат позволит нам создавать кодовые матрицы и использовать их для обеспечения секретности в канале перехвата со стиранием.

- [1] Wyner A.D. // Bell System Technical Journal. 1975. Vol. 54, no. 8. P. 1355.
- [2] Thangaraj A., Dihidar S., Calderbank A. R., McLaughlin S., Merolla J.-M. // IEEE Transactions on Information Theory. 2008. Vol. 54, no. 8. P. 3572.
- [3] Richardson T. J., Urbanke R. L. Modern Coding Theory – New York: Cambridge University Press, 2008, p. 110.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АЦП СПЕКТРОМЕТРА И ШУМОВ НА ВОЗМОЖНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛИНИИ ПОГЛОЩЕНИЯ

Д.А. Евтеев¹⁾, М.Б. Черняева^{1, 2)}, А.А. Яблоков²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИФМ РАН

Введение

Молекулярная спектроскопия играет важную роль в современной науке. Исследование состава и свойств веществ незаменимо в различных областях, таких как астрофизика, химия, материаловедение и медицинская диагностика. Проведение спектроскопических исследований сводится к выделению линий поглощения из сигнала на выходе спектрометров. Точность определения параметров спектральных линий, таких как положение центра линии, её ширина и форма, напрямую влияет на достоверность интерпретации экспериментальных данных. В частности, инструментальная обработка в приемном блоке нестационарного спектрометра влияет на вид экспериментальной линии поглощения, которая визуальнo становится схожей со второй производной от теоретической линии поглощения [1-3]. Кроме того, показания со спектрометров всегда искажены шумами, а также аппаратными ограничениями, такими как квантование сигнала в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) [4]. Данные искажения могут существенно затруднить детектирование спектральных линий.

Целью данной работы является разработка программного инструмента для моделирования и анализа формы спектральной линии с учётом искажения шумами и АЦП спектрометра с фазовой манипуляцией воздействующего на газ излучения.

Генерация сигнала

С использованием языка программирования Python [5] была написана программа для генерирования сигнала, визуальнo похожего на сигнал во временной области для спектрометра с фазовой манипуляцией. Он представляет собой смесь сигнала переходного процесса от спектральной линии и помехи от тракта (рис. 1). Для приближения к реальным условиям в сигнал добавляется гауссовский шум с заданным уровнем, после чего выполняется квантование данных с выбранным шагом для имитации работы АЦП. Усреднение сигнала по множеству экспериментов позволяет снизить влияние случайных шумов. Смоделированный во временной области сигнал аппроксимируется параболой. Перед началом моделирования линии поглощения со спектрометра (далее – экспериментальная линия) программа производит расчет линии без шумов и квантования (далее – эталонная линия).

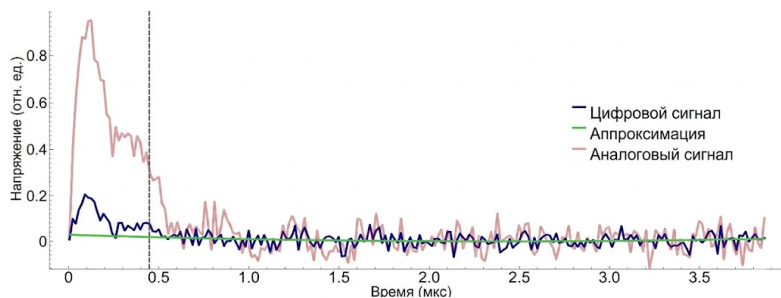


Рис. 1

Метод выделения линии поглощения

Для выделения линии поглощения необходимо выбрать способ сравнения экспериментальной линии с эталонной линией в случае наличия линии, и с нулевой функцией при отсутствии линии (рис. 2). Для выполнения поставленных задач был выбран метод подгоночной кривой. Он предполагает подбор такого масштаба эталонной линии, при котором минимизируется среднеквадратичное отклонение между экспериментальной и эталонной линиями. Далее сравнением невязки между сигналами и получившейся высотой масштабированного эталона можно сделать вывод о наличии или отсутствии линии поглощения.

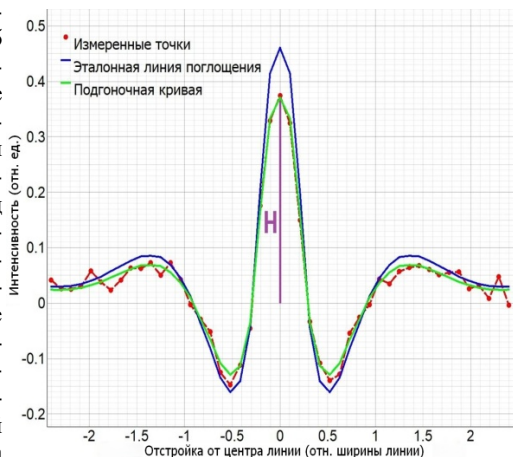


Рис. 2

Определение границ выделения линии

Для определения границ параметров, при которых метод выделяет линию, была написана программа для варьирования уровня шума и шага квантования АЦП и построения графика распределения вероятностей выделения линии (далее – вероятностей). Для большей точности необходимо эксперимент в каждой точке проводить $N_{\text{экс}}$ раз с последующим усреднением. Данный параметр выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась гладкость функции распределения вероятности (без резких пиков).

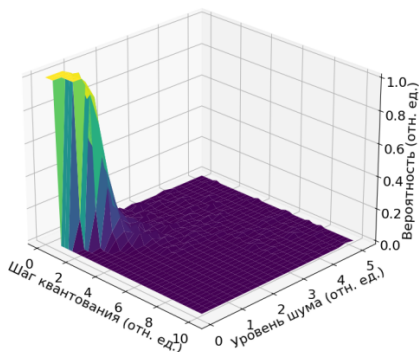


Рис. 3

Влияние шума снижается при увеличении $N_{\text{уср}}$, что означает изменение графика распределения вероятностей. Для нахождения зависимости построим три графика, соответствующих $N_{\text{уср}} = 10, 100$ (рис. 3, 4).

Из рисунков видно, что уровень шума и минимальный шаг квантования, при которых определяется линия поглощения, увеличиваются прямо пропорционально до определенной границы, зависящей от $N_{\text{уср}}$. После пересечения данной границы линия будет скрыта за шумами, и выделить ее можно будет, только повысив $N_{\text{уср}}$.

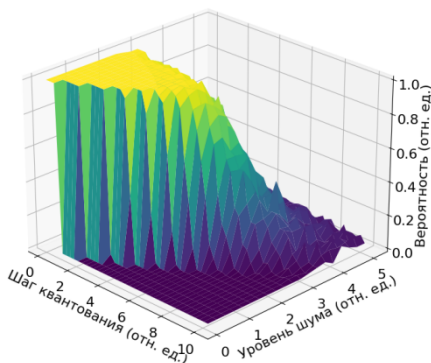


Рис. 4

Визуально можно установить, что зависимость области выделения линии $\sim \sqrt{N_{\text{уср}}}$. Для подтверждения этого построим больше распределений при разных $N_{\text{уср}}$, после чего выведем срезы графиков по вероятности $= 0,5$ (рис. 5). Если нормировать координаты каждого среза на соответствующий $\sqrt{N_{\text{уср}}}$, то все они приблизительно совпадут (рис. 6).

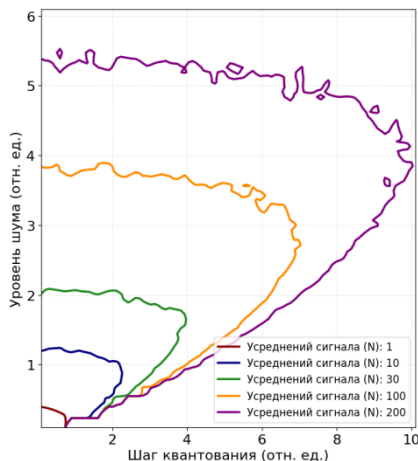


Рис. 5

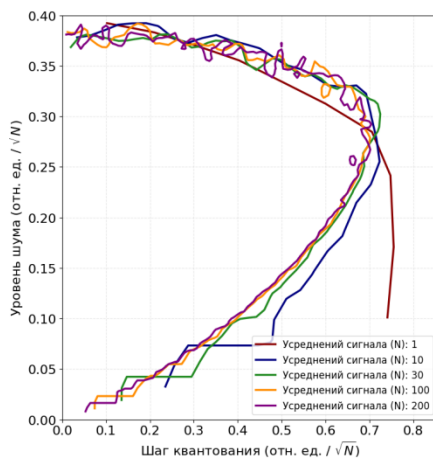


Рис. 6

Можно сделать вывод, что разработанное приложение при варьировании уровня шума и шага квантования АЦП и построении распределений вероятностей выделения линии дает возможность оценки границ вероятности выделения линии для такой пары параметров, как шаг квантования и уровень шума, при разных значениях усреднения сигнала. Выявлены зависимости границы вероятности выделения линии поглощения от числа усреднений сигнала, с помощью которой можно оценить, обнаружит ли алгоритм линию при конкретных значениях рассматриваемых параметров.

- [1] Gordy W., Cook R.L. Microwave molecular spectra. (Techniques of Chemistry, Volume XVIII), 2nd ed. – New York: John Wiley & Sons, Inc. 1994. 929 p.
- [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] Rothbart N., Holz O., Koczulla R., Schmalz K., Hübers H.-W. // Sensors. 2019. Vol. 19. P. 2719
- [4] Serov A.N., Serov N.A., Chumachenko D.A. // IEEE EUROCON 2019 -18th International Conference on Smart Technologies. – Novi Sad, Serbia. 2019. P. 1.
- [5] <https://www.python.org/>

ИССЛЕДОВАНИЕ LDPC-КОДИРОВАНИЯ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

И.И. Алексеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Цель и задачи

Целью исследования оценка эффективности LDPC-кодирования по сравнению со стандартными канальными кодами для различных типов фазовой манипуляции.

Задачи и методика исследования:

- 1) Разработка имитационной модели канала цифровой спутниковой связи в среде MATLAB, Simulink
- 2) Реализация алгоритмов канального кодирования: LDPC, сверточный код, каскадный код (код Рида-Соломона внешний, сверточный код внутренний)
- 3) Реализация следующих видов фазовой манипуляции: BPSK, QPSK, 8-PSK.
- 4) Анализ зависимости вероятности битовой и символьной ошибки от отношения сигнал/шум ($BER(E_b/N_0)$, $SER(E_b/N_0)$)
- 5) Оценка выигрыша LDPC-кодов с точки зрения энергетических и спектральных характеристик по сравнению с другими схемами канального кодирования

Результаты

В результате проведенного моделирования получены зависимости $BER(E_b/N_0)$, $SER(E_b/N_0)$ для различных видов фазовой манипуляции (рис. 1 – 3).

Сравнение кодеров — BPSK

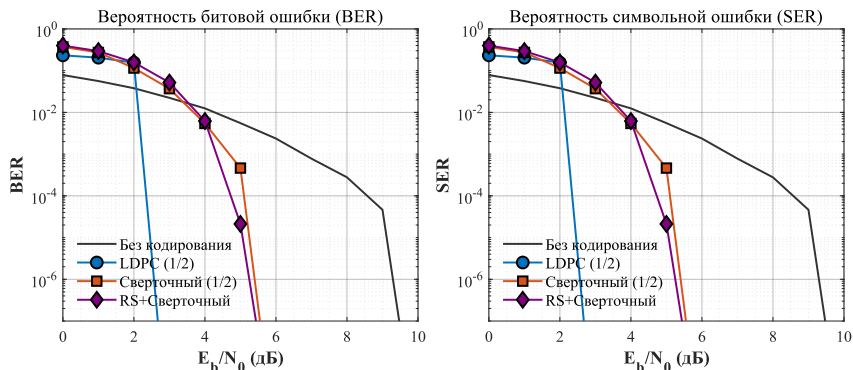
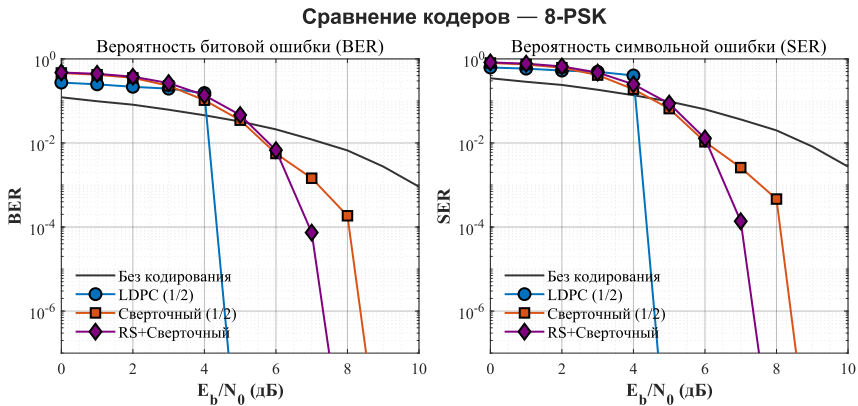
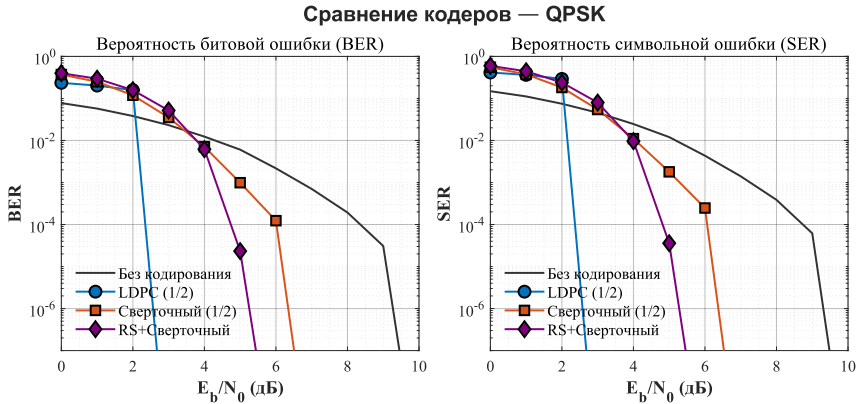


Рис. 1



Проведенный анализ результатов показал, что использование LDPC-кодов позволяет значительно снизить вероятность битовой и символьной ошибки по сравнению с другими схемами кодирования при тех же энергетических характеристиках.

Применение LDPC-кодов позволило получить энергетический выигрыш 5 – 7 дБ относительно передачи без использования канального кодирования. Для сверточных и каскадных кодов энергетический выигрыш в результате моделирования составил 1 – 4 дБ.

Среди исследуемых методов кодирования LDPC-коды имеют наименьшее отставание от теоретической границы пропускной способности канала – 3.8 – 4.1 дБ, для сверточного и каскадного кодирования эта величина составила 6 – 8 дБ.

Выводы

- 1) LDPC-коды обеспечивают наибольший энергетический выигрыш относительно передачи без использования канальных кодов среди исследуемых канальных кодов
- 2) Применение LDPC-кодов позволяет повысить спектральную эффективность системы и приблизиться к максимальной скорости безошибочной передачи данных через канал связи
- 3) С точки зрения энергетических характеристик, помехозащищенности и спектральной эффективности наилучшей комбинацией модуляции и канального кодирования по результатам моделирования является квадратурная фазовая манипуляция с применением LDPC-кодов.

- [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.
- [5] Сергиенко Ю.П. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2019, 768 с.
- [6] Золотарёв В.В., Овечкин Г.В., Выборнов О.Е. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. – М.: Горячая линия–Телеком, 2016, 444 с.
- [7] Алексеев И.И., Шулепин М.А., Ширкаев А.В. // В кн.: Тр. XXIX научн. конф. по радиофизике. 14 - 31 мая 2025 г. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2025. С. 291.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВЕННЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ ЭМПИРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОКАМУРА–ХАТА И УСЛОВИЯ НЕОБХОДИМОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ИЛИ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ МЕТОДОВ

Н.А. Мухин, С.В. Шаханов

ГБОУ ВО НГИЭУ Княгининский университет

Введение

В работе проводится анализ методологических ограничений классической эмпирической модели Окамура–Хата, широко применяемой для прогнозирования потерь затухания на трассе распространения сигнала в наземных подвижных радиосистемах. Выявлены ключевые факторы, не учитываемые данной моделью: выход за пределы частотного диапазона (150–1500 МГц), игнорирование морфологических параметров застройки, отсутствие учёта дифракционных эффектов и временных характеристик канала. На основе аналитических расчётов количественно оценена погрешность модели при применении к современным сценариям развёртывания сетей (микросоты, частоты 2,4–3,5 ГГц, плотная городская застройка) [1]. Показано, что в условиях уличных каньонов погрешность модели Окамура–Хата достигает 12–15 дБ, что делает её неприменимой для точного проектирования современных беспроводных систем без дополнительной калибровки или замены на детерминированные методы.

Современные системы связи функционируют в условиях, кардинально отличающихся от исходных предпосылок модели: более высокие частотные диапазоны (до миллиметровых волн), малые соты с высотой антенн менее 30 м, сложная морфология городской застройки [2].

Теоретические основы модели Окамура–Хата

Исходное аналитическое выражение модели для средних городских условий имеет вид (1):

$$L_{50} = 69,55 + 26,16lgf - 13,82lgh_b - a(h_m) + (44,9 - 6,55lgh_b)lgd \quad (1)$$

При этом коррекция для учёта высоты мобильной антенны (2):

$$a(h_m) = (1,1lgf - 0,7)h_m - (1,56lgf - 0,8) \quad (2)$$

Область применимости модели:

- Частота f : 150–1500 МГц;
- Высота базовой станции h_b : 30–200 м;
- Высота мобильной антенны h_m : 1–10 м;
- Расстояние d : 1–20 км.

Аналитическое выражение модели для других типов местности определяется по формулам 3 и 4.

Для пригородной зоны:

$$L_{suburban} = L_{urban} - 2 \left[lg \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5,4. \quad (3)$$

Для открытой местности:

$$L_{open} = L_{urban} - 4,78(lgf)^2 + 18,33lgf - 40,94. \quad (4)$$

Методологические ограничения модели Окамура–Хата

Перечень неучтённых факторов ограничения модели Окамура–Хата показан в таблице 1.

Табл. 1

№	Фактор	Описание ограничения
1	Частотный диапазон	Модель не валидирована для $f > 1500$ МГц; экстраполяция приводит к систематической ошибке
2	Высота антенн	Не применима для малых сот ($h_b < 30$ м) и устройств IoT ($h_m < 1$ м)
3	Расстояние	Не описывает ближнюю зону ($d < 1$ км), критичную для микросот
4	Морфология застройки	Использует усреднённые поправки, не учитывает конкретную геометрию зданий и улиц
5	Ориентация улиц	Игнорирует волноводный эффект в каньонах, ориентированных вдоль линии связи
6	Дифракция	Не содержит явного учёта дифракции на краях зданий и крышах
7	Временные характеристики	Не предоставляет информацию о RMS delay spread, когерентной полосе, доплеровском спектре
8	Сезонные вариации	Не учитывает влияние листвы, атмосферных условий, осадков
9	Поляризация	Предполагает вертикальную поляризацию; влияние кросс-поляризации не моделируется
10	Внутреннее проникновение	Не применима для расчёта потерь при проникновении сигнала в здания

Количественная оценка погрешности из-за ограничений

Для оценки вклада каждого ограничения в общую погрешность вводится коэффициент деградации точности δ_i , определяемый как относительное отклонение прогноза модели от реального значения при варьировании соответствующего параметра [3].

Расчёт для сценария С (уличный каньон, 5G):

- $f = 3500$ МГц (выход за диапазон: $\delta_1 = +4,2$ дБ);
- $h_b = 15$ м (ниже минимума: $\delta_2 = +2,8$ дБ);
- $d = 0,2$ км (ближняя зона: $\delta_3 = +1,5$ дБ);
- Плотная застройка, не учтённая морфологией: $\delta_4 = +3,1$ дБ;
- Волноводный эффект в каньоне: $\delta_5 = +2,4$ дБ.

Суммарная погрешность определяется по формуле 5 (при предположении независимости вкладов):

$$\Delta L = \sqrt{\sum_{i=1}^5 \delta_i^2} = \sqrt{4,2^2 + 2,8^2 + 1,5^2 + 3,1^2 + 2,4^2} \approx 6,8 \text{ дБ}. \quad (5)$$

При учёте корреляции факторов реальная погрешность может достигать 12–15 дБ, что подтверждается данными полевых измерений.

Результаты расчётов и анализ

Количественные результаты для типовых сценариев определения погрешностей приведены в таблице 2.

Табл. 2

Сценарий	Частота, МГц	h _b , м	d, км	Прогноз L ₅₀ , дБ	Оценочная погрешность, дБ
Макросота (900 МГц)	900	40	2,5	132,1	2,3
Микросота (2,4 ГГц)	2400	12	0,4	—*	8,7
Уличный каньон (3,5 ГГц)	3500	15	0,2	—*	13,4
Плотная застройка (5G)	5000	8	0,15	—*	15,8

* — расчёт формально возможен, но результат не валиден из-за выхода за пределы области применимости модели.

Анализ погрешности

Запуск кода для 10 000 случайных сценариев даёт следующие результаты значений:

- Среднее: 4,17 дБ
- Медиана: 4,38 дБ
- Стандартное отклонение: 1,76 дБ
- 95-й перцентиль: 6,62 дБ
- Максимальная погрешность: 8,47 дБ
- Доля сценариев с погрешностью > 6 дБ: 16,4%

Распределение хорошо аппроксимируется логнормальным законом с параметрами $\mu=1,85$, $\sigma=0,62$, что указывает на мультипликативный характер накопления ошибок от различных факторов.

Критически важным является вывод о том, что в двух третях современных сценариев погрешность модели превышает 6 дБ, что эквивалентно ошибке в определении зоны покрытия на 30–40%. Это делает прямое применение модели Окамура–Хата недопустимым для точного проектирования без дополнительной калибровки.

Пороговые критерии применения модели Окамура–Хата

На основе проведённого анализа сформулированы следующие критерии:

- 1) Частотный диапазон: при $f > 1500$ МГц модель требует калибровки по полевым данным или замены на 3GPP TR 38.901.

- 2) Высота базовой станции: при $h_b < 20$ м погрешность растёт экспоненциально; рекомендуется использование моделей для малых сот (например, COST 231 Walfisch-Ikegami).
- 3) Расстояние: при $d < 0.5$ км необходимо учитывать ближнюю зону и многолучевую структуру канала методами лучевой трассировки.
- 4) Плотность застройки: при $\rho > 60\%$ или коэффициенте каньона $K_{\text{кан}} > 1,3$ обязательна детерминированная модель или измерения.
- 5) Требования к надёжности: при уровне обслуживания (SLA) $> 99,5\%$ погрешность > 4 дБ недопустима; требуется верификация измерениями.

Выводы

Эмпирическая модель Окамура–Хата остаётся ценным инструментом для предварительного планирования макросотовых сетей в диапазоне до 1500 МГц. Однако её методологические ограничения — узкий частотный диапазон, игнорирование морфологии застройки, отсутствие учёта временных характеристик канала — приводят к систематическим погрешностям до 12–15 дБ при применении к современным сценариям (микросоты, частоты 2.4–5 ГГц, плотная городская среда).

Представленные аналитические выражения позволяют количественно оценить вклад каждого ограничения в общую погрешность и принять обоснованное решение о необходимости перехода к полевым измерениям или детерминированным методам. Для обеспечения точности проектирования современных беспроводных систем рекомендуется использовать гибридный подход: модель Окамура–Хата — для макропланирования, детерминированные модели и измерения — для детализации критических зон.

- [1] Рекомендации МСЭ-Р Р.1546-6. Метод прогнозирования напряжённости поля для наземной подвижной службы в диапазоне частот 30 МГц – 3000 МГц [Электронный ресурс]. — Женева : Международный союз электросвязи, 2019.
- [2] Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Основы радиосвязи и радиосети: учебник для вузов. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2018, 280 с.
- [3] Попов В.И., Скуднов В.А., Васильев А.С. // Евразийский Союз Учёных. 2016. № 3-3 (24). С. 68.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕШЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ЧИСЕЛ ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

Али Х. Адам, С.А. Козлов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В современных радиолокационных, гидроакустических и связанных системах одной из ключевых задач является разрешение сигналов — способность разделять сигналы, близкие по частоте, времени или направлению прихода. Классическая теория обработки сигналов утверждает, что потенциальная разрешающая способность ограничена интервалом Релея, которая шириной функции неопределенности (рассогласования) по измеряемому параметру [1]. Превышение этого предела (сверхрелеевское разрешение) возможно только при использовании параметрических методов, большинство из которых эффективны лишь при высоких отношениях сигнал/шум (ОСШ).

Однако реальная сигнально-помеховая обстановка часто характеризуется:

- наличием одного мощного сигнала-помехи (например, отражения от подстилающей поверхности или корпуса летательного аппарата);
- присутствием слабого полезного сигнала (эхосигнал от малоразмерной цели, пропеллерная модуляция);
- нестационарностью параметров сигналов, в частности — фазо-частотными флуктуациями.

Модели сигналов

Пусть на вход приёмной системы поступает пачка из N импульсов, представляющая собой аддитивную смесь суммы двух сигналов $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ и собственного шума $\mathbf{n}$, распределенного по гауссовскому (нормальному) закону:

$$\mathbf{X} = v_1 \mathbf{S}_1 + v_2 \mathbf{S}_2 + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где v_1 и v_2 — фиксированные амплитудные множители полезных сигналов, $v_1 \gg v_2$.

Сигнальные векторы имеют вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_1 &= \left[\exp(-j f_1 T), \exp(-j(2 f_1 T)), \dots, \exp(-j(N f_1 T)) \right]^*, \\ \mathbf{S}_2 &= \left[\exp(-j f_2 T), \exp(-j(2 f_2 T)), \dots, \exp(-j(N f_2 T)) \right]^*, \end{aligned} \quad (2)$$

где T — период следования импульсов; f_1 и f_2 — частоты сигналов и $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ соответственно. Такая ситуация типична при обнаружении малоразмерных воздушных объектов на фоне пассивных помех [2] или при наблюдении пропеллерного эффекта у винтовых летательных аппаратов [3]. Особый интерес представляют случаи, когда частотный интервал между сигналами меньше релеевского, а слабый полезный сигнал имеет случайные флуктуации частоты. Для модели с флуктуациями частоты слабого сигнала

частота f_2 является случайной величиной, распределённой либо равномерно в интервале ΔF , либо нормально с СКО σ_f в зависимости от сигнальной ситуации.

Метод анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы

Оценка корреляционной матрицы (КМ) вычисляется по L независимым реализациям (выборочная КМ):

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^* \quad (3)$$

При наличии одного мощного детерминированного сигнала точная КМ имеет одно «сигнальное» собственное число (СЧ) и $N-1$ «шумовых», равных единице. Однако из-за конечной выборки и наличия слабого сигнала шумовые СЧ флуктуируют. При этом СЧ выборочной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ удовлетворяют условию $\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_N \geq 0$.

В случае обнаружения (разрешения) слабого сигнала относительно шума (менее 1-2 дБ) на фоне сильного, т.е. при условии $\nu_1 \gg \nu_2$, СЧ упорядочиваются в следующем виде: $\hat{\lambda}_1 \gg \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_N \geq 0$.

В работе [4] получено аналитическое выражение (1) для интегральной функции распределения максимального шумового СЧ выборочной КМ как детерминант матрицы, элементы которой представляют собой отношение гамма-функций:

$$F_{K+1}(N, L, \lambda) = \det \left[\frac{\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)}{\Gamma(L - N + i)\Gamma(j)} \right], \quad (4)$$

$$i, j = 1 \dots N - K,$$

где K – число источников, N – размерность оценочной КМ, L – число выборок, i – номер строки, j – номер столбца.

Результаты численного моделирования

Характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения получены численным моделированием (рис. 1). Такая сигнальная ситуация характерна при обнаружении малоскоростной малоразмерной цели на фоне интенсивных пассивных помех [2].

Были вычислены пороги $\lambda_{\text{ЛТ}}$ для вероятности ложной селекции $P_{\text{лт}} = 10^{-3}$ для следующих параметров входного сигнала: $N = 5, L = 5, 10, 15$. Амплитуда первого сигнала бралась фиксированной и составляла $\nu_1 = 40$ дБ, а амплитуда второго изменялась в пределах от уровня собственного шума до значений, близких к амплитуде первого сигнала. Мощность собственного шума полагалась $\sigma_{\text{ш}}^2 = 1$. На рис. 1 представлены характеристики разрешения (вероятность правильного разрешения P_D от ОСШ слабого сигнала) для различных частотных интервалов Δf относительно релеевского (при $N=5, L=10$).

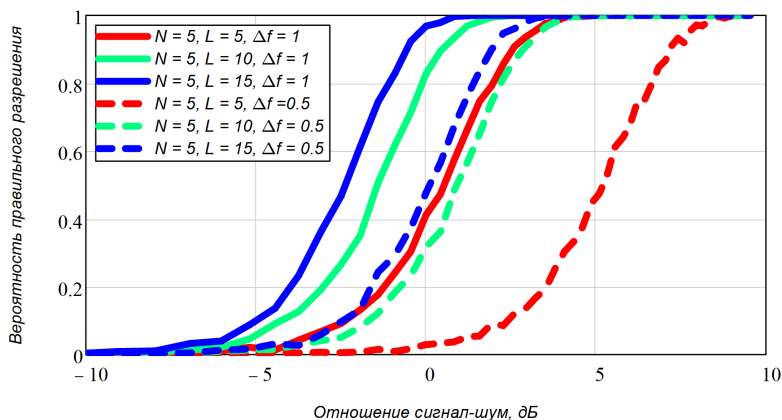


Рис. 1

Видно, что метод на основе анализа СЧ выборочной КМ обладает свойствами сверхразрешения, т.е. позволяет разрешить слабый сигнал при частотных интервалах меньших релеевого интервала разрешения. При этом определяется факт наличия во входной выборке слабого сигнала, но не определяется значение параметра (частоты).

При уменьшении Δf в 2 раза ($\Delta f = 0,5$) требуемое ОСШ для $P_D = 0,8$ возрастает на 2,5–5 дБ. При дальнейшем уменьшении интервала ($\Delta f = 0,1$) амплитуда слабого сигнала должна быть соизмерима с амплитудой сильного (порядка 30–40 дБ). Увеличение объема выборки L и числа импульсов N улучшает характеристики, но не устраняет принципиального ограничения.

На рис. 2 приведены, полученные методом численного моделирования, характеристики обнаружения (распознавания) слабого сигнала с флуктуациями частоты, распределенными по равномерному закону в интервале ΔF , на фоне сильного детерминированного сигнала (зависимость вероятности правильного разрешения P_D от представления характеристики разрешения (вероятность правильного разрешения P_D от отношения сигнал/шум второго сигнала) для различных значений интервала флуктуаций интервале ΔF . Такая сигнальная ситуация характерна для случая обнаружения доплеровских сигнатур от винтовой цели [3], обусловленных вращением винтов. Заметно, что с увеличением интервала флуктуаций ΔF ОСШ для разрешения слабого сигнала при заданной вероятности правильного разрешения P_D существенным образом увеличивается при уменьшении интервала частот для всех СЧ (при этом, значение ОСШ для минимального СЧ увеличивается существенно больше по сравнению с другими СЧ). Так при величине $\Delta F = 0,1$ значения порога для минимального СЧ увеличивается до уровня порядка 40 дБ, т.е. становится соизмеримым с амплитудой первого сигнала. Также отметим, что при увеличении интервала флуктуаций $\Delta F > 1$ значения характеристик разрешения уже не изменяются.

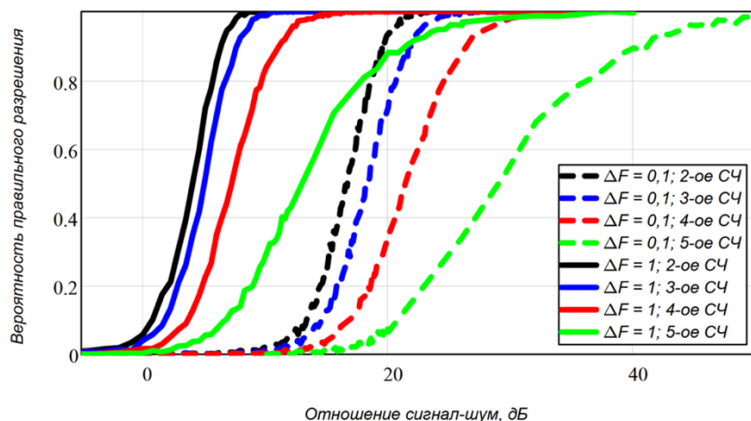


Рис. 2

Выводы

В работе проведено систематическое исследование характеристик сверхрелеевого разрешения сигналов на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы. Основные результаты:

- количественно оценены требуемые ОСШ для разрешения детерминированных сигналов при частотных интервалах от 0,1 до 1 от релеевого.
- получены сравнительные характеристики разрешения для сигналов с частотными флуктуациями, распределенных по равномерному закону.
- определены условия, при которых увеличение ширины спектра флуктуаций перестаёт влиять на разрешающую способность ($\Delta F > 1$).

Метод разложения КМ сигналов с использованием интегрального распределения максимального шумового ЧС позволяет оценить число внешних источников излучения при заданном уровне ложных тревог. Оценка числа источников излучения значения может быть использована в системах распознавания, а также в качестве входных значений параметров моделей для методов сверхразрешения. Результаты могут быть рекомендованы для использования при синтезе радиотехнических систем с повышенной разрешающей способностью в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

- [1] Чижов А.А. Сверхрелеевское разрешение. Т. 1: Классический взгляд на проблему – Москва: КРАСАНД, 2010, 96 с.
- [2] Richards, M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. – New York: McGraw-Hill, 2005.
- [3] Leonardi M., Ligresti G., Piracci E. // Drones. 2022. No. 6. P. 124.
- [4] Родюшкин К.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2001. Т. 44, № 3. С. 285.

ВЛИЯНИЕ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НА ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВЫХ ОШИБОК В ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКАХ С ПРЯМЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

С.П. Дорохов, Д.Н. Ивлев, Д.А. Кашин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В современных системах цифровой связи широко применяется архитектура приёмного тракта с прямым преобразованием частоты (рис. 1) и архитектура передающего тракта с прямой квадратурной модуляцией (рис. 2) [1]. Такие архитектуры активно используются благодаря простоте реализации и возможности интеграции в одну интегральную схему. Однако одним из недостатков данных решений является появление паразитной постоянной составляющей в сигнале при приёме из-за возможной утечки сигнала гетеродина на вход преобразователя частоты в приёмном тракте, просачивания сигнала гетеродина на выход преобразователя частоты в передающем тракте, а также дрейф нуля в усилительных и преобразовательных каскадах приёмника [1]. Постоянная составляющая приводит к смещению сигнального созвездия и, как следствие, увеличению вероятности битовой ошибки (вероятность битовой ошибки – Bit Error Rate – BER). В данной работе исследуется влияние постоянной составляющей на BER для цифровых сигналов с видами модуляции BPSK, QPSK, PSK-8, QAM-16 [2].

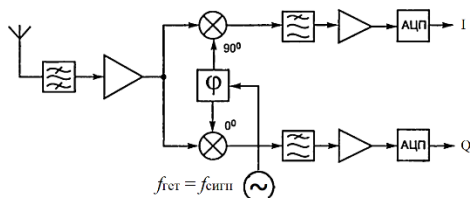


Рис. 1

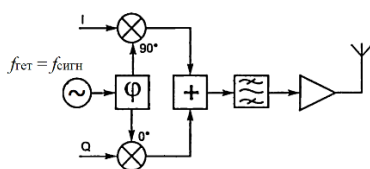


Рис. 2

После квадратурного преобразования сигнал в приемнике представляется двумя низкочастотными компонентами: синфазной (I) и квадратурной (Q), т.е. сигнал рассматривается как комплексный. В каждом из каналов (синфазном и квадратурном) будет своя величина паразитного постоянного смещения, поэтому слагаемое для паразитной постоянной составляющей можно описать как $V_0 e^{j\varphi_0} = I_0 + jQ_0$. Со временем величины V_0 и φ_0 могут меняться (например, из-за температурного дрейфа параметров элементов схем), однако такие изменения происходят, как правило, довольно медленно. Поэтому будем считать, что величины V_0 и φ_0 остаются постоянными по крайней мере на интервале анализа (время, необходимое для передачи такого количества данных, которое позволит вычислить BER с необходимой точностью).

Комплексный сигнал на входе двухканального аналого-цифрового преобразователя приемника с прямым преобразованием можно описать выражением:

$$\dot{s}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} + V_0 e^{j\varphi_0} + \dot{n}(t), \quad (1)$$

где $A(t)$, $\varphi(t)$ – амплитуда и фаза сигнала, V_0 , φ_0 – величина и фаза паразитной комплексной постоянной составляющей, $\dot{n}(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ). Амплитуда V_0 определяет величину смещения, а фаза φ_0 – направление

смещения сигнального созвездия. Шум АБГШ случайным образом «размывает» каждую точку созвездия, тогда как постоянная составляющая сдвигает положение созвездия на комплексной плоскости.

Исследование проводилось путём имитационного моделирования в среде MATLAB. В модели канала к сигналу добавлялись аддитивный белый гауссов шум и комплексная постоянная составляющая в соответствии с (1). Для указанных выше видов модуляции исследовалось влияние относительной величины постоянной составляющей $\alpha = V_0/A$ и фазы φ_0 на BER. Для сигналов с переменной огибающей параметр A определялся как её максимальное значение.

На рис. 3 показаны графики зависимости BER от параметра $\alpha = V_0/A$, полученные при постоянном значении отношения сигнал/шум, обеспечивающего значение $\text{BER} = 10^{-5}$ при $\alpha = 0$ для каждого вида модуляции. Из данного рисунка видно, что уже при $\alpha = 0.1$ рост BER для модуляций BPSK и QPSK становится заметным, для PSK-8 BER увеличивается на порядок, а для QAM-16 – почти на 2 порядка. С увеличением порядка модуляции увеличивается и её чувствительность к смещению постоянной составляющей, т.к. растёт плотность расположения точек сигнального созвездия. Увеличение параметра α , как и следовало ожидать, также приводит к росту BER.

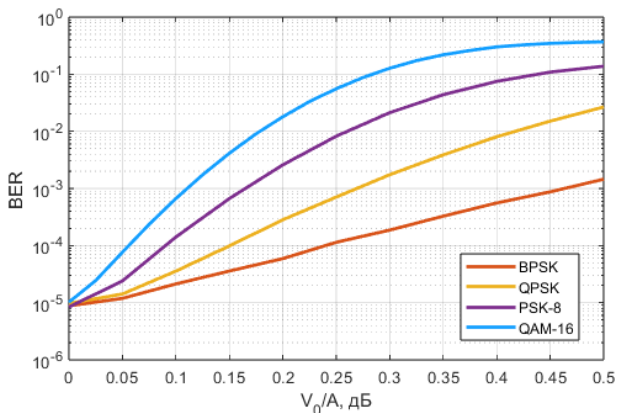


Рис. 3

Также было исследовано влияние фазы постоянной составляющей φ_0 на вероятность битовой ошибки при тех же условиях, что и для рис. 3 ($\text{BER} = 10^{-5}$ при $\alpha = 0$) и при постоянном значении относительной амплитуды смещения постоянной составляющей $\alpha = 0.1$. Зависимость BER от параметра φ_0 показана на рис. 4. Как видно из данного рисунка, с ростом порядка фазовой модуляции зависимость от фазы резко снижается от заметного (для BPSK) до незначительного уровня (для PSK-8), но для амплитудно-фазовой модуляции более высокого (по сравнению с PSK-8) порядка (QAM-16) данная зависимость является заметной, хотя и не очень значительной $(0.7 \div 1.6) \cdot 10^{-3}$.

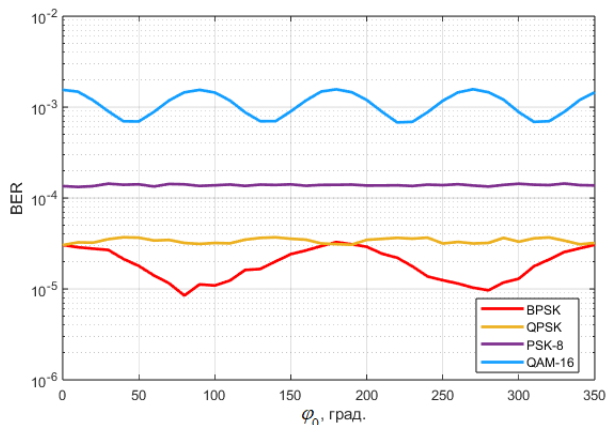


Рис. 4

При повторении описанных экспериментов с использованием ограничивающего спектр сигнала фильтра Найквиста с частотной характеристикой типа квадратного корня из приподнятого косинуса [2] (в передатчике и в приёмнике) существенного изменений полученных зависимостей обнаружено не было.

Полученные результаты позволяют количественно оценить максимально допустимую величину паразитного смещения постоянной составляющей в канале связи на этапе его разработки для рассмотренных видов модуляции. Для данных видов модуляции оказывается незначительным влияние фазы постоянной составляющей на вероятность битовой ошибки.

- [1] Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003, 272 с.
- [2] Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд. : Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2017, 1100 с.

ОТ КЛЮЧЕВОЙ К БЕСКЛЮЧЕВОЙ КРИПТОГРАФИИ: ВОЗМОЖНОСТИ И ОГРАНИЧЕНИЯ

М.А. Шулепин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Цель и задачи

Целью исследования является систематический анализ методов бесключевой криптографии, выделение условий их реальной стойкости и выявление фундаментальных ограничений, при которых эти методы становятся неработоспособными.

В связи с поставленной целью решались следующие задачи:

- 1) Анализ концепции канала с подслушиванием А. Вайнера и метода кодового зашумления.
- 2) Исследование протокола Дина–Голдсмит на предмет условий стойкости.
- 3) Изучение технологии антенн с управляемой диаграммой направленности (VDA) для генерации ключей в многолучевых каналах.
- 4) Оценка возможностей коммутативного шифрования и его ограничений.
- 5) Обобщение условий, при которых бесключевые методы обеспечивают информационно-теоретическую или вычислительную стойкость.

Результаты

Вайнеровская концепция отводного канала (см. рис. 1) и кодовое зашумление обеспечивают информационно-теоретическую стойкость, если канал перехватчика статистически более шумный, чем основной канал. Секретная пропускная способность определяется как $C_s = C_t - C_w$. На практике метод эффективен для защиты от побочных электромагнитных излучений (гальванические, оптические, вибрационные каналы



Рис. 1

утечки), где $P_w \gg P_t$ и энергетический выигрыш достигает 20–30 дБ. Однако активный злоумышленник может искусственно улучшить качество своего приёма, что нарушает условие стойкости.

ММО-протокол Дина–Голдсмит основан на вычислительной сложности декодирования для перехватчика при знании легитимными пользователями своей канальной матрицы. Ключевое условие стойкости: количество приёмных антенн у перехватчика должно быть строго меньше, чем у легитимных пользователей. При нарушении этого условия перехватчик может применить субоптимальные алгоритмы (например, Zero-Forcing) и добиться вероятности ошибки символа $P' \approx 0,2 - 0,42$, достаточной для эффективного перехвата. Модификация с инверсным прекодером требует неприемлемого увеличения мощности передатчика и критична к неточности оценки канальных матриц на практике. Протокол также чувствителен к корреляции канальных матриц легитимных пользователей и перехватчика.

Технология VDA использует формирование случайных диаграмм направленности в многолучевых каналах. Условия стойкости:

- наличие не менее двух лучей в канале распространения (в однолучевом канале корреляция сигналов становится слишком высокой);
- многолучевые замирания, обеспечивающие достаточную энтропию;
- удалённость перехватчика от легитимных пользователей (на несколько длин волн несущей) для статистической независимости каналов.

При выполнении этих условий даже при сильной корреляции вероятность расхождения бит ключа $P_e \approx 0,1$, а после процедуры усиления секретности утечка информации к перехватчику становится пренебрежимо малой.

Коммутативное шифрование (см рис. 2) позволяет передавать секретные сообщения без предварительного обмена ключами через трёхшаговый протокол, используя свойство $f_{k_1}(f_{k_2}(M)) = f_{k_2}(f_{k_1}(M))$. Единственной практически реализуемой коммутативной криптосистемой остаётся RSA, которая не является постквантовой (уязвима для алгоритма Шора). Симметричные шифры (AES, ГОСТ) и большинство асимметричных (Мак-Элис, LWE) свойством коммутативности не обладают. Таким образом, метод упирается в отсутствие постквантовых коммутативных алгоритмов.

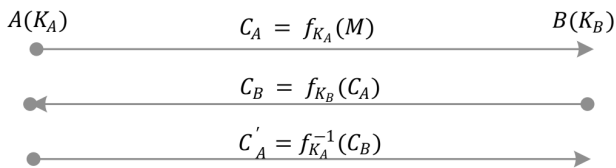


Рис. 2

Выводы

- 1) Ни один из рассмотренных методов бесключевой криптографии не является универсальным. Каждый метод накладывает жёсткие требования либо на физические свойства канала, либо на используемые криптографические примитивы.
- 2) Все методы чувствительны к возможностям перехватчика. Условия стойкости формулируются как ограничения на противника. Если злоумышленник обладает превосходящими ресурсами, стойкость теряется.
- 3) Наиболее практически реализуемыми сценариями являются: кодовое зашумление для защиты от побочных электромагнитных излучений и технология VDA для радиоканалов с естественной многолучевостью.
- 4) ММО-протокол Дина–Голдсмит требует дорогостоящего оборудования и критичен к числу антенн у противника, что на практике трудно гарантировать. Его

применение оправдано только в сценариях, где преимущество в количестве антенн заведомо сохраняется за легитимными пользователями.

- 5) Коммутативное шифрование остаётся теоретически интересным, но его практическая реализация упирается в отсутствие постквантовых коммутативных алгоритмов. Создание такого шифра является актуальной задачей на перспективу.

Отдельная благодарность авторам статьи В.И. Коржику, В.А. Яковлеву, В.С. Старостину и М.В. Буйневичу, ведь именно их работа заинтересовала в дальнейшем углублённом изучении методов бесключевой криптографии.

- [1] Коржик В.И., Яковлев В.А., Старостин В.С., Буйневич М.В. // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10, № 6. С. 79.
- [2] Wyner A.D. // Bell System Technical Journal. 1975. Vol. 54, no. 8. P. 1355.
- [3] Maurer U.M. // IEEE Transactions on Information Theory. 1993. Vol. 39, no. 3. P. 733.
- [4] Dean T., Goldsmith A. // Proc. IEEE Information Theory Workshop (ITW). – Seville, Spain, 2013. P. 1.
- [5] Steinfeld R., Sakzad A. // Proc. IEEE Information Theory Workshop – Fall. Jeju, Korea, 2015. P. 292.
- [6] Korzhik V., Yakovlev V., Kovajkin Y. // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. 2012. Vol. 3, no. 1. P. 172.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНОСТИ ДИСКРЕТНО-КВАНТОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.М. Королев¹⁾, А.И. Листратов¹⁾, А.Д. Ильясафов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

В радиотехнических системах различного назначения (радиолокация, радионавигация, радиосвязь), подверженных влиянию различных шумовых процессов, часто возникает задача оценки когерентности сигналов. Математический аппарат в рамках спектрально-корреляционного анализа позволяет произвести оценку, но подобный подход требует большого количества аппаратных и программных ресурсов реальных изделий.

В качестве количественной оценки когерентности предлагается использовать оценку энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы [1].

В результате исследования [2] показано, что когерентность излучаемого и отраженного сигналов в системе нарушается под влиянием ряда факторов: различия характеристик фильтров приемного и передающего трактов, флуктуации сечения рассеяния цели, нестабильности опорных генераторов и наличия нелинейных искажений в элементах тракта аппаратуры.

Работы [3, 4] рассматривают тему шумов цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), взаимосвязь между шумами и параметрами ЦАП: модулем вектора ошибок, вероятностью возникновения ошибочных битов, типом используемого тактового сигнала.

В работе [5] было проведено компьютерное моделирование, которое показывает, что аналого-цифровые преобразователи (АЦП), активно используемые в современных цифровых системах, оказывают влияние шумами квантования на степень когерентности принимаемого сигнала. В работах [6] было проведено исследование степени когерентности радиосигналов с флуктуациями параметров (амплитуды, частоты, фазы), а также помех различного происхождения (активных шумовых, импульсных, пассивных).

Представляет интерес экспериментальное исследование влияния АЦП на степень когерентности радиосигналов, количественное и качественное сравнение полученных результатов с оценкой, получаемой путем численного моделирования при различных значениях параметров АЦП и радиосигнала.

Пусть на вход АЦП радиолокационной системы поступает сигнал в виде аддитивной смеси детерминированного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума. Модель АЦП учитывает разрядность преобразователя, размер шага квантования и собственный шум преобразователя, характеристика преобразования считается линейной.

В работе [5] рассматривалась модель сигнала, модель линейного АЦП, был показан алгоритм построения корреляционной матрицы и значения энтропии дискретно-квантованного сигнала и теоретической оценки энтропии. Выбранная в работе линейная передаточная характеристика преобразователя соответствует преобразователю типа «midtread» [8].

Энтропия вычисляется на основе нормированных собственных чисел выборочной корреляционной матрицы [1]:

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{oi} \cdot \ln(\lambda_{oi}), \quad (1)$$

где λ_{oi} – нормированные собственные числа выборочной корреляционной матрицы.

Экспериментальная установка

Для проверки полученных в процессе моделирования результатов был проведен ряд экспериментов. Экспериментальная установка состоит из генератора сигналов (SMB-100), и цифровой платы ЦОС-310-4К-АЦП (далее – плата ЦОС). Цифровая плата представляет собой 4-х канальное устройство цифровой обработки на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и включает в себя два двухканальных четырнадцатиразрядных АЦП LTC2158-14, ПЛИС Xilinx Kintex-7.

Радиосигнал, сформированный как сумма детерминированного сигнала и шума, поступает на плату через коаксиальный SMA разъем. Полученные с АЦП битовые значения передаются с платы ЦОС на персональный компьютер через разъем JTAG с использованием среды проектирования Vivado в формате .dat файла и обрабатываются в системе MathCad. По выборке сигнала строится выборочная корреляционная матрица, находятся ее собственные числа и вычисляется энтропия. Экспериментальные значения сравниваются со значениями, полученными в ходе моделирования.

Экспериментальное измерение энтропии радиосигнала

При измерении энтропии непрерывного синусоидального сигнала с генератора уровень мощности был выставлен равным плюс 5 дБм, что соответствует параметру $d=6979$ (отношение d описывает отношение амплитуды сигнала к кванту амплитуды АЦП). Для выбранных в данной работе модели сигнала и модели преобразователя была построена зависимость разности энтропий от частоты сигнала, изображенная на рис. 1. Частота дискретизации при построении равна $f_d=300$ МГц.

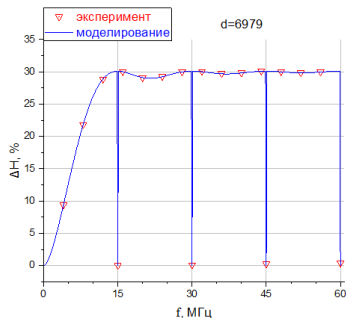


Рис. 1

Из графика на рис. 1 видно, что характер зависимости частично повторяет результаты, полученные в [5]. Энтропия растет с ростом в области частот до 15 МГц и слабо изменяется на частотах выше 15 МГц. Провалы на характеристиках наблюдаются на

частотах 15, 30, 45, 60 МГц. Данные частоты кратны частоте дискретизации, поэтому далее по тексту данные частоты будут называться кратными частотами, по аналогии остальные частоты в рассматриваемом диапазоне до 60 МГц будем называть некратными. В работе [5] были приведены зависимости разности энтропий (разность энтропий задана формулой (7)) от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации для различных значений параметра d .

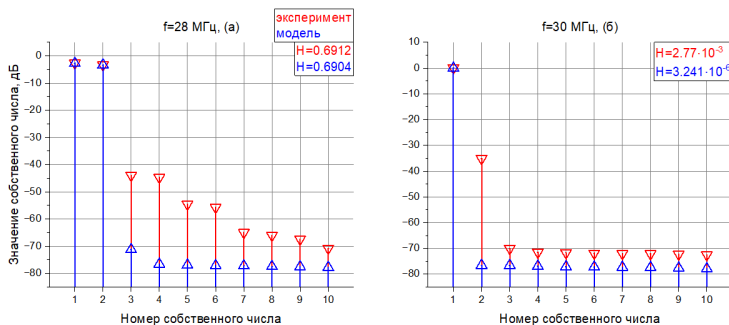


Рис. 2

На рис. 2 представлены значения собственных чисел выборки, красным цветом показаны собственные числа, полученные в эксперименте, синим цветом – полученные путем моделирования. График (а) описывает сигнал на частоте 28 МГц, график (б) описывает сигнал на частоте 30 МГц. Результаты эксперимента качественно сходятся с результатами моделирования. В случае (а) наблюдается почти одинаковое значение первого и второго собственных чисел, значения которых не менее чем на 40 дБ превышают значения остальных собственных чисел. Значения энтропии отличаются на 0,001. В случае (б) наблюдается одно максимальное значение первого собственного числа, а в эксперименте наблюдается на 25-35 дБ меньшее значение второго собственного числа. Значения энтропии отличаются на 3 порядка из-за влияния второго собственного числа.

Наблюдаемый эффект растекания энергии сигнала на несколько собственных чисел наблюдается только на частотах сигналов, кратных частоте дискретизации. Подобный эффект наблюдается при взятии дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и носит название растекание спектра [9]. При взятии ДПФ предполагается, что сигнал имеет периодическую структуру с периодом равным длительности выборки, от которой берется преобразование. При целом числе периодов сигнала, укладывающихся в выборку сигнала, в результате ДПФ наблюдается максимальное значение отсчетов положительной и отрицательной частот сигнала. При нецелом числе периодов сигнала наблюдается обогащение спектра. Кратность частот, обогащение и характерное изменение формы спектра и количества пиков позволяет сделать вывод о единой природе двух эффектов.

Исследована степень когерентности дискретно-квантованного радиосигнала, полученного на экспериментальной установке. Полученные результаты были подвергнуты сравнению с численным моделированием радиосигнала на выходе модели

аналого-цифрового преобразователя. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов использовалась энтропия распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы.

Полученная зависимость разности энтропий от частоты сигнала для сигнала высокого уровня с генератора качественно повторяет результаты моделирования. Получены различия в распределения значений собственных чисел для различных частот сигнала, обусловленные растеканием спектра собственных чисел. Количественные различия результатов моделирования и эксперимента обусловлены не учитываемым в моделировании влиянием генератора сигналов.

- [1] Михеев П.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82.
- [2] Фитасов Е.С. // Датчики и системы. 2017. № 3. С. 24.
- [3] Якименко К.А., Ромашов В.В., Березина Д.М., Беркут И.А. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2025. № 1. С. 48.
- [4] Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.А. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 4. С. 52.
- [5] Королев А.М., Ильясафов А.Д. // Проектирование и технология электронных средств. 2025. С. 43.
- [6] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
- [7] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 11. С. 917.
- [8] William A. Pearlman, Amir Said // Cambridge University Press. 2011. P. 419.
- [9] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002, 608 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ДИФРАКЦИИ КИРХГОФА ДЛЯ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

И.С. Софронов, В.В. Пархачёв

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время радиоинтерферометры миллиметрового диапазона длин волн широко используются для бесконтактной диагностики ударно-волновых и детонационных процессов [1–3], изучения ударного взаимодействия тел с преградами [4], измерения динамического коэффициента Пуассона материалов [5], исследования характеристик плазмы ударно-сжатых газов [6–7], измерения скорости горения материалов. Кроме того, по сравнению с лазерными методами, они имеют преимущество в работе с неидеальными средами [8–9].

Как и в лазерной интерферометрии, эффект Доплера лежит в основе принципа работы радиоинтерферометров. При изменении положения объекта происходит пропорциональный сдвиг фазы отражённого сигнала, на основе которого можно восстановить величину смещения его поверхности [10].

Однако в исследовании объектов малого размера требуется учитывать дифракционные эффекты, возникающие на их краях. Вместе с тем вычисления, связанные с малой длиной волны, в профессиональных средах электромагнитного моделирования занимают длительное время. В таких случаях, когда вычислительные ресурсы являются ограниченными, имеет место применение теории дифракции Кирхгофа. Поэтому целью данного исследования является применение теории дифракции Кирхгофа для оценки точности измерения перемещения радиоинтерферометрическим методом.

Для достижения данной цели требуется выполнить задачи, связанные с вычислением фазы отражённого сигнала и перемещения объекта с помощью дифракционной формулы Френеля-Кирхгофа [11], а также оценкой влияния характерных размеров объекта и его удалённости от точки наблюдения.

Постановка эксперимента

В качестве модели для применения теории дифракции Кирхгофа рассмотрим эксперимент, проводившийся на базе университета (см. рис. 1).

Из газовой пушки (2) вылетает металлический ударник (1), который врежется в зафиксированную (4) плоскую металлическую пластину (3). Высокочастотный сигнал, равный 93.7 ГГц, поступает на опорный канал радиоинтерферометра (5), распространяется по волноводам и излучается под углом в сторону деформирующейся пластины. Отражённый от неё сигнал претерпевает набег фазы и попадает на приёмный канал интерферометра.

Согласно принципу Гюйгенса-Френеля [11], каждый элемент волнового фронта является источником вторичных сферических волн, результирующее поле в точке наблюдения определяется интерференцией этих вторичных волн с учётом их амплитуд и фаз.

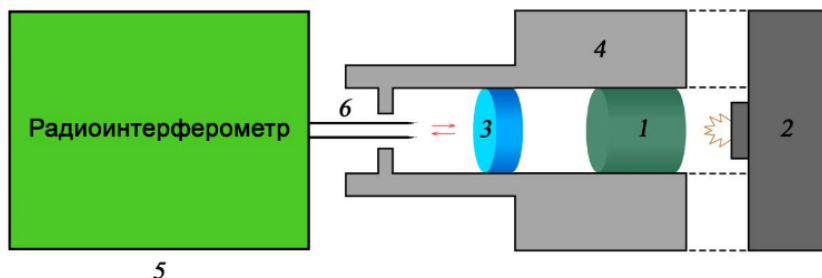


Рис. 1

При отражении сигнала от идеально проводящей пластины каждый элемент её поверхности переизлучает падающую волну, и в точке наблюдения возникает суперпозиция вторичных волн, амплитуда и фаза которых определяются радиусом пластины и расстоянием до точки наблюдения.

Формулы, используемые в моделировании

Ключевой формулой, используемой в данном исследовании, является дифракционная формула Гюйгенса-Френеля для отражения от идеального проводника, считающая комплексное поле $U(P)$ в точке наблюдения P :

$$U(P) = \frac{iA}{2\lambda} \iint_S \frac{e^{ik(r+s)}}{rs} \cos(\mathbf{n}, \mathbf{r}) + \cos(\mathbf{n}, \mathbf{s}) dS, \quad (1)$$

где S – поверхность пластины, A – амплитуда на расстоянии единицы длины от источника P_0 , λ – длина волны источника, k – волновое число, $\mathbf{n}$ – нормаль от поверхности пластины в сторону источника, $\mathbf{r}$ – вектор от dS до источника, $\mathbf{s}$ – вектор от dS до точки наблюдения фазы. Фаза в точке наблюдения P , полученная через приближение геометрической оптики (ГО), рассчитана как $\varphi_{go} = k(|P_0 - Q| + |P - Q|) + \pi$. Вычисление перемещения пластины произведено через разность фаз [10]:

$$x(z) = \frac{\varphi(0) - \varphi(z)}{2k\cos\alpha}, \quad (2)$$

где z – дискретное смещение пластины от исходного положения, α – угол наклона источника.

Сопоставление результатов

Произведено численное интегрирование по поверхности пластины с использованием дифракционной формулы Френеля-Кирхгофа (1). Из вычисленного поля в точке наблюдения посчитана фаза, по значениям которой восстановлено перемещение исследуемой пластины (2).

Были произведены расчёты с радиусами пластин, лежащими в интервале от 10 до 30 мм. Рассмотрен диапазон расстояний пластины от антенн в пределах от 40 до 22 мм. Также был произведён расчёт фазы и перемещения через приближение ГО.

Визуализированы результаты восстановления перемещения, а также их абсолютные погрешности от расчётов, полученных через приближение ГО (см. рис. 2). При всех рассматриваемых радиусах пластины наблюдаются осцилляции, обусловленные вкладом дифракционных эффектов. Среднеквадратичные отклонения (СКО) вычисленного через интеграл перемещения не превышают 0.3 мм от приближения ГО.

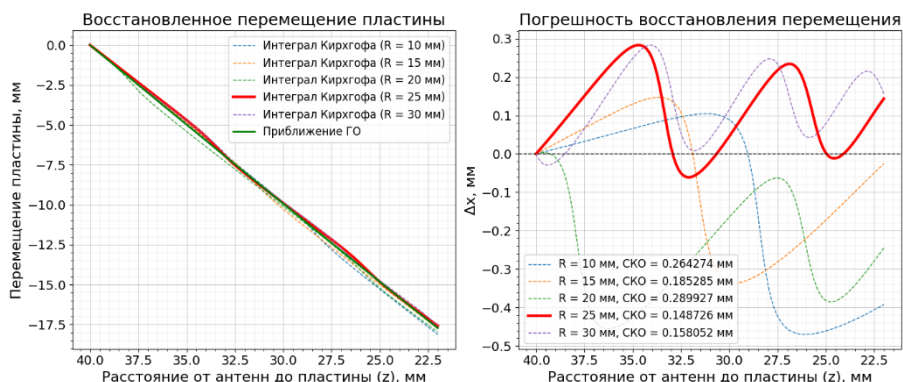


Рис. 2

Дополнительно произведён расчёт безразмерной скорости v , равной изменению перемещения $x(z)$ на единицу длины расстояния до пластины z . Данная величина наглядно демонстрирует влияние дифракционных эффектов при фиксированном радиусе и отдалённости пластины от антенн. Сопоставлены вычисленные значения таких скоростей (см. рис. 3) для пластин различных радиусов. При всех рассмотренных радиусах на определённых расстояниях от антенн до пластины наблюдаются ярко выраженные провалы, возникающие из-за дифракционных эффектов. Значения вычисленной безразмерной скорости, полученные через применение теории дифракции, имеют СКО от приближений ГО, не превышающие 0.11.

Выводы

Таким образом применение теории дифракции Кирхгофа позволило оценить влияние дифракционных эффектов на точность радиоинтерферометрических измерений перемещения объектов малого размера. Значения перемещений, вычисленные с помощью теории дифракции, имеют СКО от приближений ГО, не превышающие десятые доли миллиметра.

В дальнейшем целесообразно совмещать результаты приближения ГО с анализом дифракционных эффектов для повышения точности восстановления параметров объекта. Это позволит использовать осцилляции графиков как источник дополнительной информации о размерах и расстоянии до исследуемой поверхности.

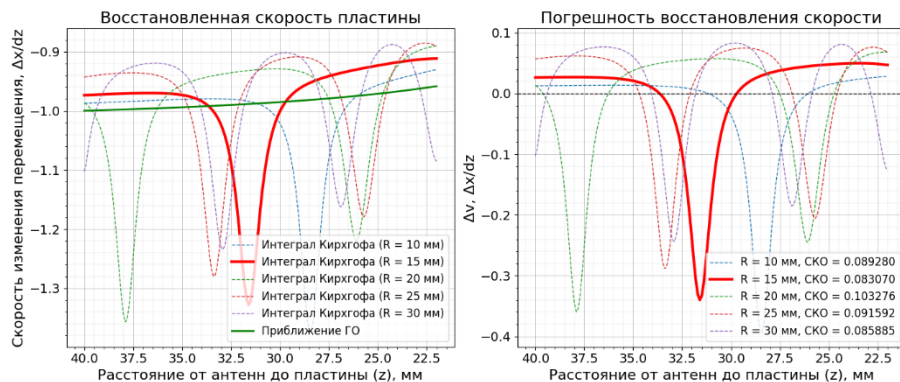


Рис. 3

- [1] Бельский В.М., Михайлов А.Л., Родионов А.В., Седов А.А. // Физика горения и взрыва. 2011. Т. 47, № 6. С. 29.
- [2] Ботов Е.В., Иконников В.Н., Канаков В.А. и др. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 5. С. 432.
- [3] Канаков В.А., Катин С.В., Корнев Н.С. и др. // Антенны. 2016. № 1. С. 49.
- [4] Баландин В.В., Баландин Вл.Вл., Пархачёв В.В., Ламзин Д.А. // Проблемы прочности и пластичности. 2018. Т. 80, № 1. С. 118.
- [5] Баландин В.В., Баландин Вл.Вл., Ломунов А.К., Пархачёв В.В. // Проблемы прочности и пластичности. 2020. Т. 82, № 4. С. 413.
- [6] Огородников В.А., Михайлов А.Л., Пешков В.В. и др. // Журнал экспериментальной и теоретической физики. 2012. Т. 141, № 1. С. 182.
- [7] Богданов Е.Н., Жерноклёгов М.В., Козлов Г.А., Родионов А.В. // Физика горения и взрыва. 2020. Т. 56, № 4. С. 121.
- [8] Зарко В.Е., Вдовин Д.В., Перов В.В. // Физика горения и взрыва. 2000. Т. 36, № 1. С. 68.
- [9] Жарков А.С., Потапов М.Г., Лушев В.П. и др. // Физика горения и взрыва. 2000. Т. 36, № 1. С. 79.
- [10] Баландин В.В., Баландин Вл.Вл., Пархачёв В.В. и др. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2023. Т. 66, № 10. С. 2.
- [11] Борн М., Вольф. Э. // Основы оптики. 1965. Т. 2, № 8, С. 341.

РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА МНОГОЯДЕРНОМ ПРОЦЕССОРЕ АРХИТЕКТУРЫ NMC

А.П. Руденко

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Стремительное развитие систем связи и радиомониторинга предъявляет повышенные требования к качеству приёма и обработки сигналов.

Эффективным способом улучшения качества оценивания направления распространения сигнала является применение цифровой пространственной фильтрации в совокупности с методами адаптивного формирования диаграммы направленности и высококоразрешающими алгоритмами пеленгации.

На текущий момент для цифровой обработки сигналов используется вычислитель с архитектурой DSP построенной на базе системы, включающей специализированные вычислительные блоки и подсистемы памяти, и состоит из двух идентичных вычислительных блоков, каждый из которых содержит арифметико-логическое устройство (АЛУ), умножитель, 64-битный сдвигатель, регистровый файл на 32 слова и буферы выравнивания данных (DAB), а также двух блоков целочисленной адресации (IALU) для генерации адресов, имеющих собственные регистровые файлы на 32 слова. Управление выполнением программ возложено на программный секвенсор, оснащённый буфером выравнивания инструкций (IAB), буфером целевых адресов ветвления (BTV) и контроллером прерываний. Внутренняя организация памяти реализована на трёх 128-битных шинах данных, каждая из которых подключена к отдельному банку внутренней SRAM, что в совокупности обеспечивает 6 Мбит быстрой внутренней памяти [1].

В настоящей работе предлагается адаптация алгоритма под новую аппаратную архитектуру на базе отечественного процессора-ускорителя.

Для снижения задержек при вычислении операций свёртки и корреляционного анализа были реализованы низкоуровневые функции, использующие аппаратные возможности архитектуры NeuroMatrix Core (NMC) [2-4].

Архитектура процессора включает вспомогательные управляющие ARM ядра и кластер NMPU с блоком RICK и высокопроизводительное векторное АЛУ с длиной вектора 1024 бита для обработки 32-битных или 64-битных комплексных чисел. Для задействования всех возможностей архитектуры требуется написание эффективных функций с низкоуровневой реализацией, использующей преимущественно длинные машинные команды. Многопоточная обработка в отдельном АЛУ обеспечивается четырьмя потоками ввода и двумя вывода. При одновременной подаче данных через DMA вся система-на-кристалле (СнК) способна выполнять до 128 параллельных потоков вычислений.

Передача данных осуществляется с помощью контроллера прямого доступа к памяти (DMA) в обход центральной шины. Такой подход исключает простой процессорного времени, так как обращение к шине для «запроса» одной ячейки памяти блокирует доступ для других ядер. Вместо программных семафоров для синхронизации полностью задействуются аппаратные прерывания ядер, блоков DMA и межкластерные прерывания. Это позволяет минимизировать количество одиночных адресных обращений к памяти внутри кластера и всей СнК. В некоторых задачах, требующих обработки больших объёмов данных, следует отдельно отметить, что речь идёт не об

использовании внешней DDR памяти напрямую, а об организации доступа к ней через специализированный контроллер DMA — MDMAC. Все обращения к внешней памяти производятся с его помощью, что позволяет изолировать вычислительное ядро от задержек, связанных с медленным доступом к DDR.

В рамках дальнейшего развития системы планируется реализация интерфейса взаимодействия с хост-компьютером через ПЛИС с использованием шины PCI-e. Описание этого взаимодействия будет выполнено на языке описания аппаратуры (HDL) без применения программных процессорных ядер, что обеспечит высокоскоростную передачу данных напрямую через аппаратные блоки [5].

Особое внимание в будущей работе будет уделено преодолению сложностей, связанных с реализацией протокола PCI-e, так как его внедрение накладывает строгие требования к программированию процессора NMC и организации потоков данных для их эффективной обработки.

Ключевым аспектом является отказ от программных процессорных ядер (таких как MicroBlaze) в пользу полностью аппаратной реализации на языке описания аппаратуры (например, Verilog или VHDL). Это позволит создать конечный автомат (*FSM*), управляющий логикой обмена данными напрямую через аппаратные блоки — шины данных и буферы FIFO.

Синхронизация работы между ядром NMC и блоками ПЛИС будет осуществляться посредством аппаратных прерываний и сигналов подтверждения, минуя программные задержки. Такой подход обеспечивает прямое управление потоками данных и минимизирует накладные расходы.

Особое внимание уделяется преодолению сложностей, связанных с реализацией протокола PCI-e, как со стороны написания модуля ядра Linux для первых тестов взаимодействия с ПЛИС, так и со стороны нейросетевого ускорителя по организации буферов и синхронизации DMA-интерфейса PCI-e. Интеграция этого стандарта требует решения проблем обеспечения целостности сигнала на физическом уровне (PHY), строгой синхронизации тактовых доменов для соответствия требованиям PCI Express и корректной обработки пакетов уровня транзакций и подтверждений средствами аппаратной логики ПЛИС (используется PCI Express IP ядро фирмы Xilinx). Успешное решение этих задач критически важно для раскрытия потенциала векторного АЛУ архитектуры NMC при обработке интенсивных потоков данных.

Результаты исследования на настоящий момент подтверждают, что переход от сигнальных процессоров к нейросетевым является перспективным путём для повышения скорости вычислений. Уже на текущем этапе частично разработанная система демонстрирует отличные показатели ускорения целевых алгоритмов.

Перспективы дальнейшего развития связаны с подключением к системе ПЛИС. В будущих версиях системы будет реализовано сопряжение NMC с программируемой логикой для создания гибкого аппаратно-программного комплекса. Такая связка позволит не только ускорить обработку, но и обеспечить возможность адаптации системы под конкретные пользовательские задачи непосредственно на аппаратном уровне, открывая новые возможности взаимодействия с широким спектром оборудования сбора данных.

[1] Обзор DSP-процессоров // Электронные компоненты. 2008. № 3. С. 125.

- [2] Адамов А.А., Павлухин П.В., Биконов Д.В., Эйсымонт А.Л., Эйсымонт Л.К. // Вопросы кибербезопасности. 2019. № 4(32). С. 13.
- [3] Вискне П.Е. // Электроника НТБ. 2006. №6. С. 12.
- [4] Кашкаров В. // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2000. № 5. С. 22.
- [5] Мамаева Т. // Компоненты и технологии. 2009. № 9. С. 50.

ВЫБОР МЕТОДОВ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЯ СВОЙСТВА ИЗОХРОННОСТИ

Н.И. Сурков¹⁾, Д.А. Пальгуйев¹⁾, Ю.А. Сафонова²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ АО Центральное конструкторское бюро аппаратостроения

Введение

Системы контроля воздушного пространства (СКВП) предъявляют требования к изохронности, т.е. требования проведения измерений и параллельных вычислений в распределенной системе в достаточно четко определяемые временные промежутки. Если измерения, вычисления и последующая обработка информации проводятся без соблюдения этой особенности, происходит резкое уменьшение достоверности информации, она может быть значительно задержана во времени и внести существенные искажения при объединении её с информацией от других источников.

Сравнительный анализ применимости методов параллельного программирования при проектировании программного обеспечения системы контроля воздушного пространства

Сравнительный анализ применимости различных методов параллельного программирования проводится в контексте проектирования программного обеспечения (ПО) СКВП, где необходимо не только быстроедействие, но и своевременность обработки радиолокационной и разнородной информации о воздушных объектах.

В данной работе представлены только основные особенности из анализа ряда материалов применительно к рассматриваемой области параллельных вычислений, которые в сокращенном виде могут быть изложены следующим образом:

Linda [1, с. 268]: отсутствие временной модели в спецификации, асинхронность, отсутствие готовых библиотек, малая распространенность, что приводит к необходимости реализации данного метода без основных базовых библиотек с обязательными дополнениями, высокая масштабируемость, слабая связность процессов.

OpenMP [2, с. 51]: не поддерживает распределённую память, максимальное число потоков ограничено ресурсами одного вычислительного узла, как правило менее 256 потоков, стандартный компьютер 4 – 16 потоков, наличие готовых библиотек.

MPI [3, с. 152]: полный контроль над изохронностью в распределенной системе, наличие готовых библиотек, широкая распространенность, гибкий контроль над процессом обмена данными между потоками. Один из минусов – сложность отладки и внедрения.

Для ограничения одновременного доступа разным устройствам сбора и обработки информации (УСОИ) от пространственно-разнесенных некогерентных источников к обновлению данных об одном и том же процессе в динамическом массиве данных оптимальным представляется организация вычислений по системе параллельного программирования Linda [1, с. 268] с некоторыми дополнениями, присущими особенностям изохронных параллельных вычислений. В системе Linda все параллельные процессы имеют доступ к общей памяти, единицей хранения данных которой является

кортеж, а общее пространство памяти является пространством кортежей. Особенностью организации доступа к пространству кортежей является изъятие кортежа из пространства для внесения в него изменений. Процесс, который произвел изъятие, вносит изменения в кортеж и размещает его обратно в пространство кортежей. Изменить кортеж непосредственно в пространстве нельзя. Это правило исключает одновременный доступ и изменение единицы хранения. В динамической памяти кортежем выступает единица хранения – столбец обработанных данных об объекте за последний текущий момент времени. Для выполнения требования изохронности можно установить минимальное время, в течение которого любой из параллельных процессов не может внести изменения в конкретный кортеж. Если в течение этого времени запрета изменения измерения по конкретному объекту стали неактуальны или появились более новые в другом параллельном процессе, то доступ получит процесс с более новыми измерениями. Время последнего измерения вносится в кортеж при его возвращении в пространство кортежей.

Необходимо отметить определенное удобство системы Linda, которое заключается в том, что в любой последовательный язык достаточно добавить четыре функции, чтобы обеспечить параллельное программирование. Описание функций достаточно подробно представлено в [1, с. 270].

Наиболее подходящими в рассматриваемой предметной области мониторинга воздушного пространства являются системы OpenMP и MPI.

Комбинирование методов параллельного программирования в системе мониторинга воздушного пространства

Основные положения по созданию комбинированной системы параллельного программирования, предназначенной для решения задач в системе мониторинга воздушного пространства с точки зрения организации параллельных вычислений в условиях соблюдения требований изохронности, по мнению авторов, можно кратко изложить следующим образом.

В основу комбинированной системы предлагается положить модифицированный метод Linda. Узлы обработки информации (размещенные на УСОИ) периодически генерируют кортежи с собранной информацией и помещают в распределенное пространство кортежей, другие узлы забирают их для обработки. Модификация заключается в добавлении специальных кортежей-маркеров, которые запускают обработку или сигнализируют о наступлении определенного временного интервала, а также добавление точных временных меток к каждому собранному кортежу, чтобы процессы обработки могли фильтровать кортежи по временным меткам (в пределах требуемого временного окна), таким образом достигается изохронность параллельных процессов.

OpenMP не предназначен для распределенной по системе памяти, но его можно использовать вместе с другими методами [4, с. 72], в данном случае с Linda. Применение заключается в распараллеливании процессов внутри каждого узла по отдельности, а не всей сетевой структуры вместе (рис.). Благодаря свойству инкрементальной параллелизации появляется возможность постепенно внедрять метод в узлы без глобального изменения кода, распределяя сбор и обработку данных по потокам. Изохронность достигается путем планирования на основе времени и синхронизации потоков с помощью барьеров.



Рис.

Подход, основанный на разбиении системы на узлы и их распределении как по процессам, так и по потокам, показал эффективность в исследовании [5, с. 77]. Работа посвящена разработке и исследованию реализации версии модели мелкой воды, в которой MPI используется между узлами, а OpenMP — внутри каждого узла. На небольшом числе узлов чистый MPI подход на основе обмена сообщениями оказывается эффективнее гибридного. Это связано с накладными расходами на создание и синхронизацию потоков, а также с тем, что при малом числе узлов нагрузка на коммуникационную сеть мала, и выигрыш от снижения числа межузловых пересылок не компенсирует издержки многопоточности. Но по мере увеличения числа узлов, начиная с шести и более, гибридный подход начинает превосходить чистый обмен сообщениями. Сокращение объема межузловой коммуникации за счёт обмен через общую память внутри узла показывает прирост производительности.

В дальнейших рассуждениях, вместо MPI предлагается координация через модифицированное пространство кортежей Linda, что является одним из основных условий обеспечения свойства изохронности.

Выводы

Проведен анализ применимости методов параллельного программирования для системы контроля воздушного пространства с учетом требования свойства изохронности.

Выявлено, что Linda в чистом виде не подходит под условия системы, вследствие чего необходимо использовать модификации и дополнительные методы параллельного программирования.

Для связи всего программного обеспечения в единую изохронную систему предложен комбинированный метод параллельного программирования, основой которого является использование процессов Linda с дополнениями в части временных ограничений по внесению изменений в пространство кортежей для соблюдения требований изохронности обработки информации от датчиков-измерителей, а также расположения потоков OpenMP на узлах обработки данных.

- [1] Воеводин В.В., Воеводин Вл.В. Параллельные вычисления: учебное пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002, 608 с.
- [2] Соснин В.В., Балахшин П.В., Шилко Д.С., Пушкарев Д.А., Мишенёв А.В., Кустарев П.В., Тропченко А.А. Введение в параллельные вычисления: учебно-методическое пособие. – СПб: Университет ИТМО, 2023, 128 с.
- [3] Волосова А.В. Параллельные методы и алгоритмы: учебное пособие. – М.: МАДИ, 2020, 176 с.
- [4] Антонов А.С. Параллельное программирование с использованием технологии OpenMP: учебное пособие. – М.: МГУ, 2009, 77 с.
- [5] Чаплыгин А.В., Гусев А.В. Гибридная модель мелкой воды с использованием технологий MPI-OpenMP // Проблемы информатики. 2021. №1 (50). С. 65.
- [6] Романюта А.А., Курносков М.Г. // Вычислительные методы и программирование. 2023. № 4. С. 33.
- [7] Ковтушенко А.П., Сидоров Е.А. // Научно-образовательный журнал для студентов и преподавателей «StudNet». 2020. № 4. С. 514.

МЕТОДОЛОГИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ НОРМАЛИЗАЦИИ ГЕТЕРОГЕННЫХ МАССИВОВ ДАННЫХ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ОПЕРАТОРОВ

С. Дарий, С.В. Шахтанов

ГБОУ ВО НГИЭУ Княгининский университет

Введение

Трансформация современных телекоммуникационных операторов в дата-центричные экосистемы приводит к генерации колоссальных объемов информации, однако ключевым барьером на пути к эффективной аналитике остается высокая гетерогенность поступающих текстовых и графических данных. Существующие классические методы нормализации, опирающиеся на жесткие системы регулярных выражений и узкоспециализированные OCR-решения, демонстрируют крайне низкую адаптивность к изменениям структуры документов и требуют регулярного ручного перепрограммирования [3]. Хотя в области инженерии данных активно исследуются подходы на основе больших языковых моделей (LLM), синергетический эффект от внедрения открытых мультимодальных нейросетей класса Vision-Language-Models непосредственно в ИТ-инфраструктуру операторов связи остается малоизученным. Таким образом, в условиях динамичного развития сетей возникает критическое противоречие между необходимостью оперативной сквозной консолидации разнородных массивов и технологическими ограничениями детерминированных ETL-систем [1].

Разработка алгоритма обработки данных

Центральным элементом исследуемой системы является Модуль интеллектуальной нормализации рис. 1. Его задача — трансформация сырых, зашумлённых и гетерогенных (разнородных) данных в строго детерминированный канонический вид. Классические системы пасуют перед изменением форматов, потому что они ищут данные по жестким координатам или шаблонам. В предлагаемом подходе нормализация переносится на уровень семантического анализа мультимодальной нейросети Qwen2.5-VL-7B.

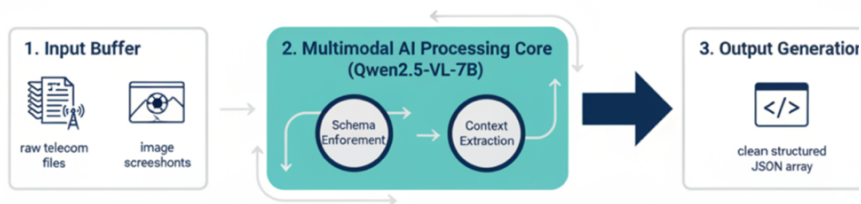


Рис. 1

Практическая реализация, исходные данные

Ключевым вызовом при автоматизации обработки целевых документов является экстремальная гетерогенность и слабая структурированность входящего информационного потока. На практике исходные данные представляют собой неупорядоченный массив мультимодальных объектов: от цифровых таблиц и текстовых файлов до сканированных копий бумажных отчётов, факсов и низкокачественных фотоснимков (документов «из полевых условий»). Такие данные характеризуются произвольной топологией, вариативностью вёрсток, наличием графических шумов, артефактов сканирования и дефектов съёмки

3. Число телефонных аппаратов и таксофонов на конец отчетного года, штук

в 3-м этаже

Наименование показателя	в строки	Всего	в том числе основных	из г.р. 3 до - навные	в том числе основных
1	2	3	4	5	6
Телефонные аппараты, подсоединенные к станциям данной сети - всего (без таксофонов)	310	1682	1593	1247	1245
в том числе подсоединенные:					
через аппараты для радиосвязи абонентских аппаратов	320	x	19	x	x
по спаренной схеме	330	x	860	x	x
иные виды на автоматическую междугородную телефонную связь	340	x	1593	x	x
Таксофоны:					
(универсальные (междугородно-городские))	350	1	x	x	x
в том числе с карточной системой оплаты	351	1	x	x	x
ГТС	360	9	x	x	x
Телефонные аппараты, подсоединенные к телефонным станциям других министерств, ведомств и иные виды на данную сеть	370	—	—	—	—
Контрольная сумма строк с 310 по 370	399	—	—	—	—

Рис. 2

Отсутствие единого стандарта форматирования и явных связей между элементами схем делает невозможным применение классических парсеров, основанных на жёстких правилах, и требует предварительного приведения документов к инвариантному виду.

Определение алгоритма

В основу логики работы модуля нормализации положен четырехфазный алгоритм последовательной трансформации рис. 3, обеспечивающий инвариантность системы к типу входных файлов [2]. На начальных этапах мультимодальной адаптации и внедрения ограничений схемы (Schema Enforcement) любые входящие документы — от многостраничных PDF-отчетов до скриншотов — растеризуются в унифицированные бинарные потоки изображений io.BytesIO[4]. К полученному потоку автоматически подмешивается жесткий управляющий промпт, функционирующий в режиме детерминированной генерации при нулевой температуре. Этот вектор полностью подавляет естественный язык нейросети, запрещает вывод мета-разметки и принудительно задает точку с запятой (;) в качестве безальтернативного разделителя колонок, блокируя потенциальные галлюцинации модели.

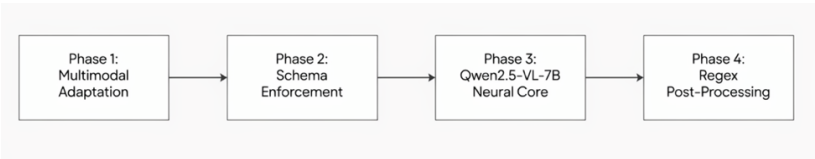


Рис. 3

Программная реализация алгоритма

Основная содержательная обработка данных происходит на фазах нейросетевого синестеза и пост-обработки. Мультимодальное ядро Qwen2.5-VL-7B с помощью встроенных Vision-трансформеров (ViT) одновременно осуществляет визуальное распознавание геометрии таблиц и глубокий семантический маппинг, инвариантно сводя разнородные синонимичные маркеры (например, «Абонент» и «phone_num») к единым логическим колонкам. На финальном шаге сырой текстовый ответ пропускается через синтаксический Regex-фильтр (re.sub), который гарантированно вырезает случайные артефакты форматирования и возвращает очищенную, стандартизированную CSV-строку рис. 4, полностью готовую для мгновенной загрузки в реляционные базы данных корпоративного хранилища (DWH).

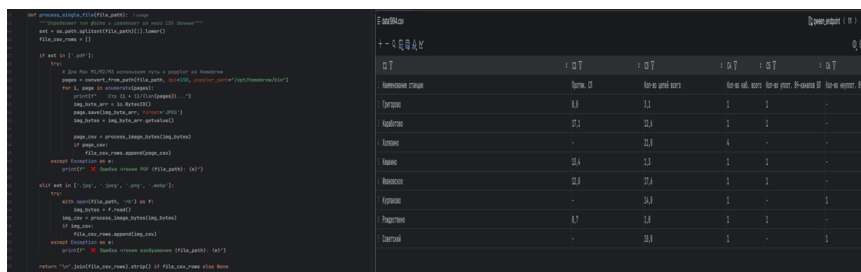


Рис. 4

На заключительном этапе процесса мультимодальной адаптации осуществляется десериализация текстового потока CSV и его последующая динамическая трансляция в документно-ориентированный формат JSON. Несмотря на то, что на этапе генерации жестко детерминированный CSV-формат выступает эффективным барьером против галлюцинаций языковой модели, он накладывает ограничения на дальнейшую автоматизированную обработку и долговременное хранение информации. Интеграция в конвейер обработки фазы конвертации «CSV → JSON», рис. 5, позволяет преобразовать плоский массив строк в иерархическую структуру объектов типа «ключ — значение». Подобное представление обеспечивает сквозную совместимость разработанного модуля «queen_endpoint» с современными NoSQL-базами данных и REST-интерфейсами. В результате выходные данные приобретают высокую гибкость, исключают необходимость повторного синтаксического анализа на стороне клиента и становятся полностью готовыми для прямой загрузки в аналитические витрины данных или BI-системы.



Рис. 5

Выводы

В статье разработана и реализована в виде программы методология автоматизированной нормализации гетерогенных массивов данных телеком-операторов с использованием мультимодальной нейросети Qwen2.5-VL-7B. Предложенный четырехфазный алгоритм обеспечивает сквозную детерминированную трансформацию текстовых логов и графических отчетов в канонический формат без необходимости ручной настройки правил под каждый источник. Внедрение системы позволяет изолировать сложность предобработки «грязных» данных внутри единого ИИ-конвейера, повышая адаптивность корпоративных DWH-хранилищ к изменениям форматов хранения данных.

- [1] James G., Witten D., Hastie T., Tibshirani R. // – New York, NY: Springer, 2021.
- [2] Дарий С., Шахтанов С.В. // XXVII Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях». 2025. С. 143.
- [3] Аваков Р. А., Шилов О. С., Исаев В. И. Основы автоматической коммутации: учебник для вузов. – М.: Радио и связь. 1981, 288 с.
- [4] Мхитарян В. С. Анализ данных: учебник для академического бакалавриата. – Москва: Издательство Юрайт. 2018, 490 с.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ЧИСЛЕННОЙ ОПТИМИЗАЦИИ МНОГОМЕРНЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ РАСЧЁТА ПАРАМЕТРОВ ДЕТЕРМИНИРОВАННОЙ ТРАЕКТОРИИ

А.И. Листратов^{1, 2)}, Д.А. Пальгуйев¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

В настоящее время в радиолокации стоит вопрос определения параметров детерминированной траектории на основе радиолокационных измерений. Радиолокационные данные состоят из трёх независимых измерений: дальности до отслеживаемого тела, азимута и радиальной скорости. В работе [1] рассмотрена модель движения тела по баллистической траектории с учётом сопротивления воздуха. С учётом этой модели выводится зависимость данных в системе координат РЛС от параметров детерминированной траектории.

Для нахождения параметров детерминированной траектории использовался метод наименьших квадратов. Для этого необходимо найти минимум функции (1)

$$\Phi(\vec{a}) = \sum_{i=0}^n \left[(V_r(t_i, \vec{a}) - V_r^M(t_i))^2 + (D(t_i, \vec{a}) - D^M(t_i))^2 + (A(t_i, \vec{a}) - A^M(t_i))^2 \right], \quad (1)$$

где $V_r(t_i, \vec{a})$, $D(t_i, \vec{a})$, и $A(t_i, \vec{a})$ – значения радиальной скорости, дальности и азимута тела, в момент времени t_i движущегося по детерминированной траектории, вычисленные с помощью модели движения, $V_r^M(t_i)$, $D^M(t_i)$, и $A^M(t_i)$ – радиолокационные данные, $\vec{a}$ – вектор начальных параметров.

Задача нахождения минимума ставится следующим образом: требуется найти $\vec{a}_0 \in A$, причём $\vec{a}_0$ должно удовлетворять условию (2).

$$\Phi(\vec{a}_0) \leq \Phi(\vec{a}) \text{ для всех } \vec{a} \in A, \quad (2)$$

где A – множество допустимых решений задачи $A \subset R^n$.

Для выбора метода численного нахождения минимума функции (1) были определены следующие критерии, обусловленные спецификой её построения на основе зашумлённых радиолокационных данных:

- Способность избегать локальных минимумов функции и находить глобальный минимум.
- Высокая скорость сходимости в совокупности с низкой вычислительной сложностью, для обеспечения возможности накопления статистических данных.

Для оптимизации функций многих переменных существует широкий выбор алгоритмов, которые принято разделять на детерминированные и стохастические [2]. Детерминированные методы, такие как алгоритм Нелдера – Мида (симплекс-метод) [3], DIRECT [4], оптимизируют функции посредством заранее определённой комбинацией формул. Однако они часто сходятся к локальным экстремумам [2, с. 7–8]. В отличие от них, стохастические алгоритмы благодаря элементам случайности способны избегать локальных экстремумов в поисках глобального [2]. В качестве примеров двух классов

алгоритмов рассмотрим более подробно алгоритм Нелдера – Мида и алгоритм дифференциальной эволюции.

Алгоритм Нелдера — Мида – детерминированный алгоритм, основанный на последовательной деформации симплекса (многомерного обобщения треугольника) в направлении минимума целевой функции. Основные шаги алгоритма включают:

- 1) Инициализацию. Формируется начальный симплекс в пространстве параметров.
- 2) Сортировку. Вершины симплекса сортируются по возрастанию значения целевой функции.
- 3) Вычисление центра тяжести. Определяется центр тяжести всех вершин симплекса $\vec{a}_c$, за исключением вершины $\vec{a}_h$ с наибольшим значением целевой функции.
- 4) Отражение. Вектор $\vec{a}_h$ отражается относительно центра тяжести симплекса $\vec{a}_c$, в результате чего получается пробный вектор $\vec{a}_r$.
- 5) Адаптацию симплекса. Полученный вектор $\vec{a}_r$ сравнивается с существующими вершинами симплекса. В зависимости от значения целевой функции $\Phi(\vec{a}_r)$ выполняется одно из действий: замена вершины, расширение, сжатие или редукция.
- 6) Проверку критерия остановки. Процесс повторяется до выполнения условий сходимости.

Алгоритм демонстрирует высокую эффективность на гладких функциях, не имеющих локальных экстремумов, а также в условиях, когда каждое вычисление значения целевой функции сопряжено со значительными вычислительными затратами.

Алгоритм дифференциальной эволюции [5] — это популяционный стохастический метод, основанный на операциях мутации, скрещивания и отбора. Благодаря стохастичности, алгоритм эффективно избегает застревания в локальных оптимумах, хотя и сходится медленнее, чем детерминированный метод Нелдера – Мида. Тем не менее, его скорости сходимости достаточно для задач, где приоритетом является надежность глобального поиска, а не минимальное время вычислений.

Алгоритм дифференциальной эволюции работает следующим образом: изначально выбирается случайное множество векторов N из пространства R^n . На каждом шаге алгоритма для каждого вектора C_j из множества N строится новый вектор (3).

$$C'_j = C_j + F(A_j - B_j). \quad (3)$$

В выражении (3) A_j и B_j – случайно выбранные вектора из N . Параметр F определяет амплитуду возмущений, вносимых в вектор. Вероятность того, что в новом векторе будет присутствовать компонент из вектора C'_j задаётся как параметр P для каждой компоненты вектора. После формирования пробного вектора T_j , происходит шаг отбора. Для пар $[T_j, C_j]$ для каждого J производится сравнение значения целевой функции (1). В новое множество векторов переносится тот вектор, на котором целевая функция достигает меньшего значения.

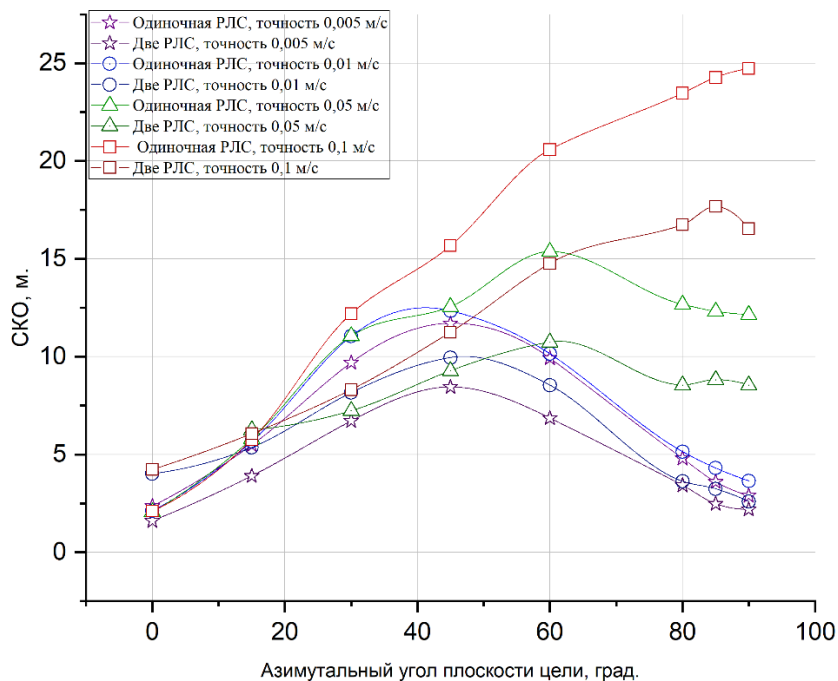


Рис.

В адаптивной версии алгоритма параметры F и P не являются фиксированными. Поскольку алгоритм не является чувствительным к начальным параметрам, на первом шаге параметры F и P были приняты за 0.5 [6, стр. 655]. После каждого шага отбираются параметры F и P которые привели к успешному преобразованию вектора. Далее на основе полученного набора F и P вычисляется их среднее значение и применяются для следующего шага.

Представленный анализ алгоритмов демонстрирует, что для решения задачи определения параметров детерминированной траектории целесообразно применение алгоритма адаптивной дифференциальной эволюции, поскольку он в наибольшей степени соответствует установленным ранее критериям.

В качестве примера было проведено моделирование детерминированной траектории, являющейся баллистической. Вектор начальных параметров в этом случае имеет вид (4).

$$\vec{a} = \{V_0, t_0, k, \alpha, \beta, x_0, y_0\}, \quad (4)$$

где V_0 — начальная скорость движения тела (м/с), k — коэффициент сопротивления воздуха (с/м), α — азимутальный угол плоскости ($^\circ$), β — начальный угол места

баллистической траектории ($^{\circ}$), x_0, y_0 – начальные координаты баллистической траектории (м), t_0 – время начала движения тела(с).

На рисунке представлен результат вычислений СКО начальной координаты x_0 на основе 400 реализаций трасс для каждой точки с разными параметрами детерминированной траектории, а также для данных от одной и от двух РЛС. Для нахождения минимума целевой функции (1) использовался алгоритм адаптивной дифференциальной эволюции.

В результате численной оптимизации выражения (1) алгоритмом адаптивной дифференциальной эволюции показана возможность определения вектора начальных параметров детерминированной траектории. Время вычисления начальных параметров при этом зависит от значений этих начальных условий и степени зашумлённости данных наблюдений. Количество вычислений целевой функции (1) достигает около 35000 раз. С учётом вычислительной сложности выражения (1), а также производительности среднестатистического персонального компьютера занимает около 60 секунд.

- [1] Амелянчик А.И., Горбач Н.И. // Теоретическая и прикладная механика: международный научно-технический сборник. 2009. Вып. 24. С. 247.
- [2] Агибалов, О.И. // Современные наукоемкие технологии. 2017. № 9. С. 7.
- [3] Nelder J.A. and Mead R. // Computer Journal. 1965. Vol. 7. P. 308.
- [4] Jones D.R., Perttunen C.D., Stuckman B.E. // J. Optim. Theory and Appl. 1993. Vol. 79, no. 1. P. 157.
- [5] Storn R., Price K. // Journal of Global Optimization. 1997. P. 341.
- [6] Brest J., Greiner S., Božsković, Mernik B. and Žumer V. // IEEE Transactions on Evolutionary Computation. 2006. Vol. 10, M. no. 6. P. 646.

КОМПАКТНЫЙ НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ВЫСОКОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

А.К. Бритенков¹⁾, А.А. Лисин¹⁾, А.И. Малеханов¹⁾, В.В. Соколов²⁾

¹⁾ ИПФ РАН

²⁾ ООО «Совинтех-Авто»

Для проведения геофизических исследований, решения задач сейсмоакустической разведки, мониторинга водной среды активно применяются методы, основанные на использовании низкочастотных гидроакустических полей высокой интенсивности. Инженерное обеспечение указанных направлений исследований включает в себя, кроме средств приема обработки регистрируемых полей, разработку источников гидроакустических сигналов. Распространение приемных комплексов гидроакустических сигналов, реализованных в коммерческих комплексах оборудования [1], наряду с существующими моделями, описывающими акустическое поле источника в водной среде с учетом особенностей волновода, практически закрывают вопросы по системам регистрации и обработки акустических сигналов. Так, в [2] приведены программные комплексы как для модового и лучевого приближений распространения звука под водой, так и параболических приближений. С другой стороны, излучение низкочастотных гидроакустических сигналов высокой интенсивности представляет собой нетривиальную задачу, особенно с учетом возрастающих требований к повышению эффективности, ширины рабочей полосы частот, надежности в совокупности с ограничением массо-габаритных параметров и жестких критериев по технологичности и повторяемости гидроакустических излучателей в условиях серийного производства.

Наиболее востребованы для приведенного выше спектра задач подводной гидроакустики излучатели, развивающие звуковое давление на уровне от нескольких кПа, приведенных к 1 м. В некоторых случаях, для создания поля такой интенсивности, используются взрывные источники либо пневмопушки. Такие источники создают сигнал высокой мощности в широком диапазоне частот. Ввиду обилия гармоник, не используемых в исследовании, применение подобных источников звука может оказаться неприемлемо из-за помех, порождаемых большим количеством спектральных компонент и затрудняющих проведение исследований. Для диапазона частот в несколько сотен Гц наиболее эффективным конструктивным решением является комбинация пьезоэлектрического активного элемента с механическим трансформатором, где колебания активного элемента малой амплитуды преобразуются в изгибные колебания излучающей оболочки со значительно большей амплитудой, приводящей к изменению объема преобразователя. Так в излучателе продольно-изгибного типа при помощи механического трансформатора достигается компромисс между размерами излучателя и его КПД, рабочей полосой частот и акустической мощностью. Другие технические решения для этого диапазона частот либо слишком громоздки, либо способны передавать ограниченное число специальных сигналов.

В рамках совместных работ ИПФ РАН и ООО «Совинтех-Авто» изготовлен макет низкочастотного излучателя продольно-изгибного типа [3], предназначенного для применения в широком спектре задач подводной гидроакустики (рис. 1). При создании излучателя использованы технические решения и технологии, отраженные в патентах и статьях. Так, аксиальные прорезы в корпусе, выполненные для снижения

частоты основного резонанса, герметизированы по технологии, описанной в патенте [4], а конструктивное решение узла сопряжения излучающих ламелей с торцевыми фланцами и активным элементом приведено в патенте [5]. Для передачи осевых колебаний активного элемента без потерь при сборке между пьезостолбом и фланцами установлены согласующие шайбы. Корпус из прочной стали и наличие штуцера для нагнетания внутреннего давления, с одной стороны, позволяет увеличить электрическую прочность изделия, поднимая максимально возможный уровень напряжения возбуждения, а с другой – обеспечивает работу преобразователя на заданных глубинах до 80 м без дополнительных устройств компенсации внешнего гидростатического давления.

Эквивалентная электрическая схема излучателя в рабочей полосе частот приведена на рис. 2, а импедансные кривые (в зависимости от единиц волнового размера kr , где $k=2\pi/\lambda$, r – эквивалентный радиус излучателя), снятые в гидроакустическом бассейне, представлены на рис. 3.



Рис. 1

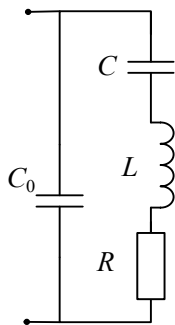


Рис. 2

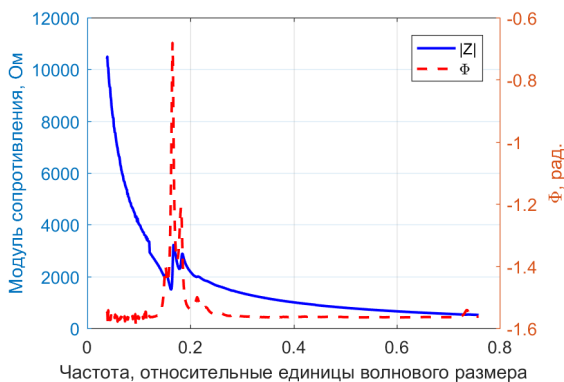


Рис. 3

Оценка электромеханических параметров излучателя проведена при помощи лазерного вибromетра [6], когда на излучатель, закрепленный в эластичном подвесе, подавались сигналы амплитудой 1 В с равномерным распределением по всему звуковому диапазону частот (розовый шум). Амплитудно-частотная характеристика колебаний излучающей поверхности (рис. 4) содержит частоты, соответствующие механическому резонансу колебательной системы преобразователя и его активного элемента.

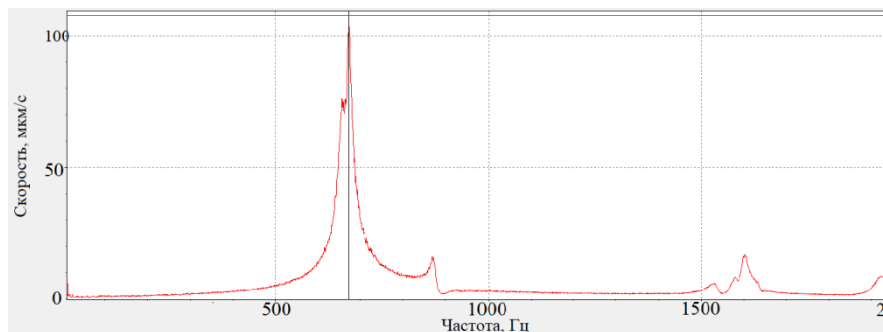


Рис. 4

Измерения электроакустических характеристик излучателя в условиях открытой воды проведены в эшелоне глубин от 3 до 9 м в акватории Горьковского водохранилища согласно схеме и методике измерений, аналогичным приведенным в работе [3]. Возбуждение излучателя осуществлялось при помощи усилителя мощности CROWN CTs 2000, нагруженного на повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации 5. Сигнал на усилитель подавался с комплекса оборудования National Instruments на базе шасси cDAQ-9172 с установленным ЦАП NI-9263, а регистрация излучаемых сигналов производилась при помощи АЦП NI-9215, подключённого к выходу усилителя B&K 2650 гидрофона B&K 8100, расположенного на выносной штанге в 1 м от излучателя. Синхронизация ЦАП и АЦП проводилась на аппаратно-программном уровне путём встроенного тактирования и маршрутизации сигналов. На рис. 5 представлен пример огибающей осциллограммы сигнала с гидрофона при излучении ЛЧМ-сигналов длительностью 30 с в диапазоне частот от 300 до 2000 Гц.

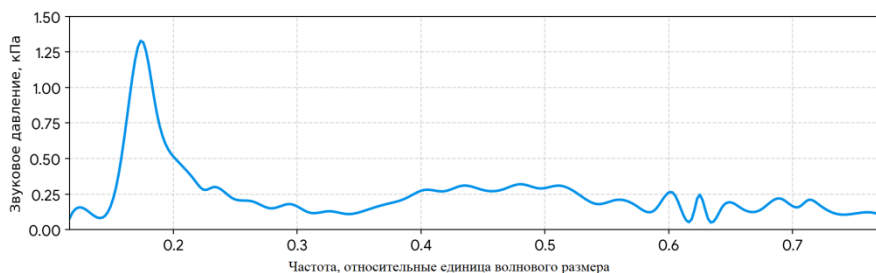


Рис. 5

Для измерения подводимого к излучателю напряжения использовался стрелочный милливольтметр ВЗ-38Б. С учётом точности использованного оборудования и

результатирующей погрешности приёмного тракта на уровне 12-15 %, погрешности электроакустических измерений [7, 8] составляют около 20 %.

Измерения показали достаточно высокое значение чувствительности излучателя по напряжению (по сравнению с описанными в открытых источниках аналогами, например [3]). Наличие второй полосы частот позволяет использовать излучатель для передачи гидроакустических сигналов в этом диапазоне с относительной шириной полосы частот не менее 20-25 %.

Испытания подтвердили эффективность конструктивных решений и технологий для подобного компактного низкочастотного излучателя, что позволяет применять подобные изделия для решения задач, требующих излучения как узкополосных, так и широкополосных гидроакустических сигналов на уровне нескольких десятков Вт акустической мощности в эшелоне глубин от единиц до нескольких десятков м.

Коллектив авторов выражает благодарность заместителю директора ИПФ РАН Е.А. Марееву и начальнику отдела акустики океана Д.А. Касьянову за поддержку, помощь в организации натурных испытаний и конструктивные замечания при обсуждении результатов работы.

- [1] Козяев К.В. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана: учебное пособие. Российский государственный гидрометеорологический университет. – Санкт-Петербург: РГГМУ, 2011, 77 с. – URL: rshu.ru (дата обращения: 27.05.2026).
- [2] Смирнов И.П., Гурбатов С.Н., Хилько А.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 5. С. 369.
- [3] Боголюбов Б.Н., Кирсанов А.В., Леонов И.И., Смирнов С.А., Фарфель В.А. // Гидроакустика. 2015. № 23(3). С. 20.
- [4] Антонов А.А., Корнев А.И., Сорокин А.М. Патент № 230686 RU. Заявка рег. № 202413419. Дата подачи заявки 15.11.2024. Дата опубл. 17.12.2024. URL: <https://www.ipfran.ru/files/11090/230686.pdf> (дата обращения: 27.06.2026).
- [5] Антонов А.А., Корнев А.И., Пирожков С.А., Сорокин А.М. Патент № 2737241 RU. Заявка рег. № 2020111956. Дата подачи заявки 25.03.2020. Дата опубл. 26.11.2020.
- [6] Buchhave P. // Opt. and Laser Technology. 1975. Vol. 7(1). P. 11.
- [7] МИ 2083-90. Государственная система обеспечения единства измерений. Измерения косвенные. Определение результатов измерений и оценивание их погрешностей. – Санкт-Петербург: ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, 1992. 11 с.
- [8] Бритенков А.К., Костеев Д.А., Травин Р.В., Фарфель В.А., Леонов И.И. // Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2025. Т. 24, № 3. С. 76.

СПОСОБ СВЁРТКИ СПЕКТРА СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А.А. Галактионов, И.А. Баландин, А.М. Лаврентьев

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Введение

В статье рассматривается задача обнаружения энергетически скрытых сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и гибридной модуляцией. Разработан способ свёртки спектра на основе трёхэтапного преобразования, компенсирующего частотную и фазовую модуляцию до этапа накопления. Показано, что предложенный метод обеспечивает энергетический выигрыш 8 дБ по сравнению с параллельным спектроанализатором.

Ключевые слова: радиотехническая разведка, псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), гибридная модуляция, частотная манипуляция, фазовая манипуляция, энергетическая скрытность, свёртка спектра, корреляционная обработка, обнаружение сигналов.

Важнейшей составляющей помехоустойчивости систем радиосвязи (СРС) является скрытность от перехвата их сигналов станциями радио-радиотехнической разведки (РПТР). В большинстве современных подвижных СРС это достигается методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) (англ. FHSS – Frequency-Hopping Spread Spectrum). Данный метод предполагает смену несущей частоты в процессе передачи сообщения в соответствии с псевдослучайной последовательностью, известной как отправителю, так и получателю [1, 2].

Широкое применение метода ППРЧ в подвижных СРС обусловлено его способностью рассредоточивать энергию сигнала в широкой полосе частот. Это обеспечивает снижение спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала, которая на практике может опускаться ниже уровня мощности собственных шумов радиоприёмного устройства (РПрУ). Дополнительное повышение помехоустойчивости достигается за счёт использования гибридных видов модуляции, таких как ЧМн-2 (двухпозиционная частотная манипуляция) и ФКМ-2 (фазовая манипуляция) [3].

Вследствие этого современные подвижные СРС с ППРЧ демонстрируют высокий уровень энергетической скрытности: используемые ими радиосигналы практически неотличимы от шумовой среды. Это вступает в противоречие с возможностями существующих систем РПТР, которые традиционно ориентированы на обнаружение сигналов со значительным отношением сигнал-шум (ОСШ) на входе приёмного модуля (более 15 дБ).

В результате анализа существующего научно-методического аппарата установлено, что эффективное обнаружение требует когерентного накопления энергии всей посылки, что требует проведения демодуляции принятого сигнала.

Для эффективной демодуляции и накопления энергии всей посылки необходимо учитывать фазо-частотные параметры каждого элементарного импульса (ЭИ). В теории радиотехнических систем данная задача решается путём переноса спектра сигнала на промежуточную частоту с последующей нелинейной свёрткой спектра.

Целью статьи является разработка способа свёртки спектра сигналов с ППРЧ, обеспечивающего достижение требуемых ОСШ, при которых источник излучения будет обнаружен на дальностях, превосходящих дальность его радиосвязи.

Математически сигнал с ППРЧ и гибридной модуляцией на одном интервале скачка (ЭИ) описывается выражением:

$$x(t) = U(t) \cdot e^{j(2\pi(f_{\text{ппрч}}(t) + \Delta f_{\text{чмн-2}}(b_i))t + \varphi_{\text{фкм-2}}(C_k))}, \quad (1)$$

где $f_{\text{ппрч}}(t)$ – текущая частота ППРЧ; $\Delta f_{\text{чмн-2}}(b_i)$ – частотный сдвиг ЧМн-2, определяемый значением информационного бита b_i ; $\varphi_{\text{фкм-2}}(C_k)$ – фазовый сдвиг ФКМ-2, определяемый кодовой последовательностью C_k .

Выходная реализация представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $x(t)$ и белого гауссовского шума $n(t)$ с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $N_0/2$.

$$s(t) = x(t) + n(t). \quad (2)$$

Предлагаемый способ свёртки спектра сигналов с ППРЧ включает последовательное выполнение трёх этапов.

На первом этапе происходит перенос спектра входной реализации $s(t)$ на промежуточную частоту (ПЧ) путём перемножения с комплексно-сопряжённым сигналом опорного гетеродина, синхронизированного по времени с входной реализацией:

$$\begin{aligned} s_{\text{пч}}(t) &= s(t) \cdot X^*(t) = [x(t) + n(t)] \cdot A_0 \cdot e^{-j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} = \\ &= A_0 \cdot x(t) \cdot e^{-j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} + A_0 \cdot n(t) \cdot e^{-j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))}. \end{aligned} \quad (3)$$

Частота гетеродина f_g выбирается из условия исключения алиасинга при аналого-цифровом преобразовании, а также обеспечения минимальных искажений фазовых соотношений между элементарными импульсами [4].

В результате первого преобразования полезная составляющая переносится на промежуточную частоту. Шумовая составляющая остаётся белым гауссовским шумом.

На втором этапе осуществляется демодуляция сигнала путём умножения исходной реализации $s(t)$ и комплексно-сопряжённого результата первого преобразования $s_{\text{пч}}^*(t)$. Выбор именно комплексно-сопряжённого сигнала обусловлен необходимостью компенсации фазовой и частотной модуляции, наложенных на сигнал в соответствии с законом ППРЧ. Таким образом комплексное сопряжение обеспечивает снятие гибридной модуляции и перенос энергии всех ЭИ на единую частоту f_g , что создаёт условия для последующего накопления энергии всей посылки.

$$\begin{aligned} S(t) &= s(t) \cdot s_{\text{пч}}^*(t) = \\ &= A_0 \cdot x(t) \cdot x^*(t) \cdot e^{j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} + A_0 \cdot x(t) \cdot n^*(t) \cdot e^{j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} + \\ &+ A_0 \cdot n(t) \cdot x^*(t) \cdot e^{j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} + A_0 \cdot n(t) \cdot n^*(t) \cdot e^{j(2\pi f_g t + \varphi_g(t))} \end{aligned} \quad (4)$$

В результате второго преобразования полезный сигнал оказывается сосредоточен на частоте гетеродина f_g и имеет амплитуду, пропорциональную квадрату огибающей

$A_0 \cdot U^2(t)$. Перекрёстные члены имеют нулевое среднее, и их мощность пропорциональна произведению мощности сигнала и шума. Шумовая составляющая содержит квадрат шума, что приводит к нелинейному преобразованию его спектра: энергия шума распределяется в более широкой полосе по сравнению с полезным сигналом.

На третьем этапе производится выделение и накопление энергии полезного сигнала методом корреляционной обработки: преобразованный сигнал перемножается с опорным сигналом гетеродина, и результат интегрируется.

Ключевым отличием предложенного подхода от традиционного энергетического обнаружения является то, что компенсация модуляции выполняется до этапа накопления, что позволяет избежать синхронного накопления шума в частотно-временной плоскости существования сигнала.

Предложенный алгоритм реализуется структурной схемой устройства обработки сигналов с ППРЧ и гибридной модуляцией (рис. 1):

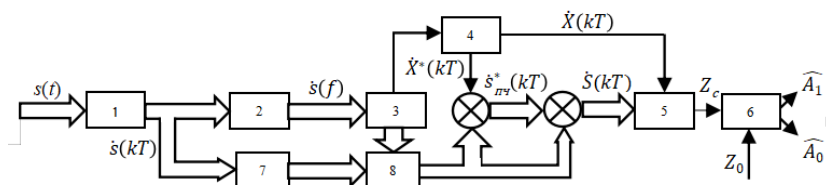


Рис. 1

На рис. 1 введены следующие обозначения: 1 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП), 2 – параллельный спектроанализатор (ПСА), 3 – устройство анализа (УА), 4 – гетеродин, 5 – коррелятор, 6 – пороговое устройство (ПУ), 7 – буферное запоминающее устройство, 8 – устройство выборки частотно-временных каналов.

Принятая реализация поступает на ПСА. Сигнал с выхода ПСА подаётся на УА, обеспечивающее синхронизацию гетеродина. Далее выполняются описанные выше преобразования, завершающиеся корреляционной обработкой.

Важно отметить, что предлагаемый метод не требует полной априорной осведомлённости о параметрах принятой реализации, а лишь подстройку сигнала гетеродина под длительность информационного сигнала.

Эффективность метода оценена путем вычислительного эксперимента.

Когерентный приём ЭИ является теоретическим пределом, определяющим требуемую дальность обнаружения: требуемое ОСШ на входе УПР достигается при ОСШ в входе приёмного модуля не менее 7 дБ.

ПСА при обнаружении 40 ЭИ демонстрирует существенно более низкую эффективность: требуемое ОСШ на входе УПР достигается при ОСШ в входе приёмного модуля не менее 20 дБ.

Разработанный алгоритм свёртки спектра занимает промежуточное положение: требуемое ОСШ на входе УПР достигается при ОСШ в входе приёмного модуля не менее 12 дБ.

Энергетический выигрыш относительно ПСА составляет 8 дБ.

На рис. 2 представлена зависимость отношения сигнал/шум на входе устройства принятия решения ($q_{\text{вых}}$) от отношения сигнал/шум на входе приёмного модуля ($q_{\text{вх}}$).

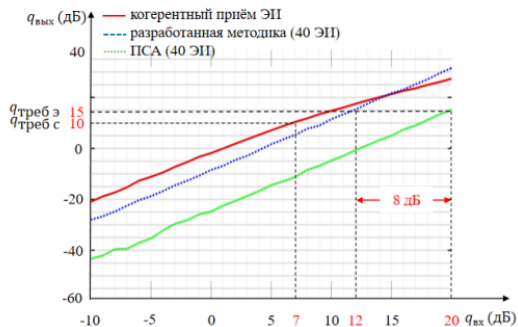


Рис. 2

Разработанный способ свёртки спектра обеспечивает эффективное обнаружение энергетически скрытых радиосигналов с ППРЧ и гибридной модуляцией средствами РРТР. В отличие от традиционных способов, он не требует точного знания параметров разведываемого сигнала, таких как несущая частота и фаза на каждом скачке, поскольку демодуляция выполняется до этапа накопления.

- [1] Борисов В.И., Зинчук В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. – М.: Радио и связь, 2000, 384 с.
- [2] Barry J.R., Lee E.A., Messerschmitt D.G. Digital Communication. 3rd ed. – New York: Kluwer Academic, 2004, 838 p.
- [3] <https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC8659560>
- [4] Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. под ред. А. А. Бритова. – 2-е изд. – Москва: Бинум-Пресс, 2006, 656 с.

НЕСМЕЩЁННАЯ ОЦЕНКА МОЩНОСТИ ПАССИВНОЙ ПОМЕХИ НА ОСНОВЕ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ КНС С ЛЧМ И ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Н.А. Немкин¹⁾, С.А. Зайцев²⁾

¹⁾ Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

²⁾ ВУЦ при НИУ «МИЭТ»

Применение средств воздушного нападения на малых высотах требует от зенитных ракетных комплексов эффективного обнаружения целей на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности [1, 2]. Традиционные системы селекции движущихся целей не обеспечивают достаточной эффективности при радиальных скоростях цели 10–50 м/с [3].

Оптимальный алгоритм обработки предполагает использование обратной корреляционной матрицы помех [1]:

$$\xi = |y^T \varphi^{-1} x|^2, \quad (1)$$

где: y^T – транспонированная входная реализация, φ^{-1} – обратная корреляционная матрица помех (ОКМП), x – сигнал с полностью известными параметрами.

Критически важным элементом здесь является расчет весового вектора r , который требует операции обращения КМП:

$$r = \varphi^{-1} x. \quad (2)$$

Однако его реализация в реальном времени ограничена вычислительной сложностью и нестационарностью помех [5].

Таким образом, для известной позиции вклад подстилающей поверхности в весовой вектор наиболее точно можно оценить через исследование радиолокационного клаттера и составление адекватной карты пассивных помех. Обращение к геоинформационным системам позволит заблаговременно создать карту помех до размещения на ней РЛС, не прибегая к пробному зондированию, что повысит скрытность от средств разведки и живучесть комплекса.

Однако на практике в ИД РЛС широко используется режим ВЧПИ, обеспечивающий однозначное измерение доплеровских скоростей, но порождающий неоднозначность по дальности [1, 2]. При работе в режиме ВЧПИ принятый сигнал в каждой дальностной ячейке представляет собой суперпозицию отражений от множества участков поверхности, разнесенных на целое число интервалов однозначной дальности. Это приводит к систематическому смещению (завышению) оценки мощности пассивной помехи $\sigma_{пп}^2$ в анализируемом элементе разрешения. Следовательно, даже если геоинформационная карта помех сформирована заблаговременно, её прямое использование для установки порога $U_{пор} = \alpha \times \sigma_{пп}^2$, где α определяется требуемой вероятностью ложной тревоги, приведёт к ошибке, поскольку режим ВЧПИ искажает истинное распределение мощности. По этой причине адаптивный порог оказывается завышенным, что снижает вероятность правильного обнаружения [4, 5].

Целью данной работы является разработка методики оптимизации параметров зондирующего сигнала в режиме ВЧПИ и его цифровой обработки, позволяющей

устранить смещение оценки мощности пассивной помехи для последующего построения несмещенной карты помех и корректного расчета адаптивного порога обнаружения.

В импульсном режиме отражения от разных дальностей разделены во времени. В режиме ВЧПИ сигналы от зон, кратных $R_{\text{одн}}$, накладываются. Классический метод усреднения по соседним элементам дальности даёт систематическое завышение оценки. Максимальное смещение наблюдается в зоне водной поверхности, где истинная мощность отражений минимальна, а наложения от соседних зон дают наибольший вклад.

Для устранения смещения предлагается оценка мощности в частотной области с использованием ЛЧМ-сигнала. Частота принятого сигнала после демодуляции пропорциональна дальности:

$$f_R = \frac{2\mu R}{c}, \quad (3)$$

где μ – крутизна ЛЧМ. Сигналы от соседних зон неоднозначности, отстоящих на $R_{\text{одн}}$, получают частотный сдвиг:

$$\Delta f_{\text{зона}} = \frac{2\mu R_{\text{одн}}}{c} = \frac{2\mu}{c} \cdot \frac{c}{2F_n} = \frac{\mu}{F_n}. \quad (4)$$

Условие неперекрывтия сигналов в частотной области: частотный сдвиг между зонами должен быть равен частоте повторения или кратен ей, то есть $\Delta f_{\text{зона}} = kF_n$, где $k = 1, 2, 3, \dots$. Подставляя (4) в это условие, получаем:

$$\frac{\mu}{F_n} = kF_n \Rightarrow \mu = kF_n^2. \quad (5)$$

Выбирая минимальное значение $k = 1$, находим оптимальную крутизну ЛЧМ:

$$\mu = F_n^2. \quad (6)$$

На рис. 1 представлены функции неопределенности квазинепрерывного сигнала с ЛЧМ при произвольной крутизне (рис. 1а) и при выбранной крутизне $\mu = F_n^2$ (рис. 1б). Видно, что введение ЛЧМ с оптимальной крутизной позволяет разделить сигналы от разных зон неоднозначности в частотной области.

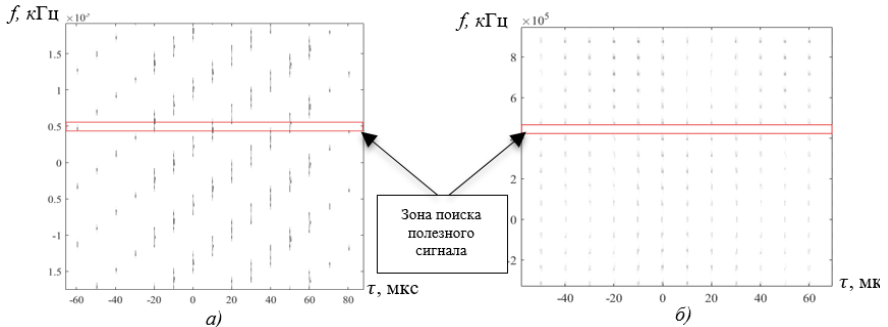


Рис. 1

Однако выбор правильной крутизны – лишь необходимое условие. Ключевым элементом предлагаемой методики является цифровая обработка принятого сигнала. Она включает три последовательных этапа.

Первый этап – демодуляция, в результате которой частота отражённого сигнала становится пропорциональной дальности согласно (3). Второй этап — накопление пачки из N импульсов в цифровом буфере. Это преобразование эквивалентно превращению квазипрерывного сигнала (последовательности радиоимпульсов с паузами) в непрерывный сигнал. По своей сути такая операция аналогична работе синхронного накопителя на линии задержки в аналоговых системах, но здесь она реализуется цифровыми методами. Накопление пачки увеличивает эффективную длительность сигнала до NT_n , где $T_n = 1/F_n$.

Третий этап – быстрое преобразование Фурье, которое переводит сигнал в частотную область. Частотное разрешение после накопления составляет:

$$\Delta f = \frac{1}{NT_n}. \quad (7)$$

Выбором числа накапливаемых импульсов N (например, $N = 256$) обеспечивается условие $\Delta f \ll F_n$, что гарантирует отсутствие перекрытия спектральных составляющих, соответствующих сигналам от разных зон неоднозначности. Частотный сдвиг между сигналами от соседних зон в точности равен F_n , поэтому они попадают в различные частотные каналы и не смешиваются.

Частотный сдвиг между сигналами от соседних элементов дальности (ΔR) составляет:

$$\Delta f_R = \frac{2\mu\Delta R}{c}. \quad (8)$$

Поскольку отношение $\Delta f_R/\Delta f \gg 1$, сигналы от соседних дальностей также попадают в разные частотные каналы. Оценка мощности помехи производится по амплитуде соответствующей спектральной составляющей. В результате неоднозначность дальнометрии полностью устраняется, а оценка мощности становится несмещённой.

Эффективность предложенной методики исследована с помощью математического моделирования в среде MATLAB с использованием верифицированной модели пассивных помех. Классическая оценка (усреднение по дальности) демонстрирует систематическое завышение на всей шкале дальностей, тогда как предлагаемый метод обеспечивает совпадение оценки с истинным значением.

На рис. 2 представлено сравнение оценки мощности пассивной помехи в импульсном, ВЧПИ и в предлагаемом режимах.

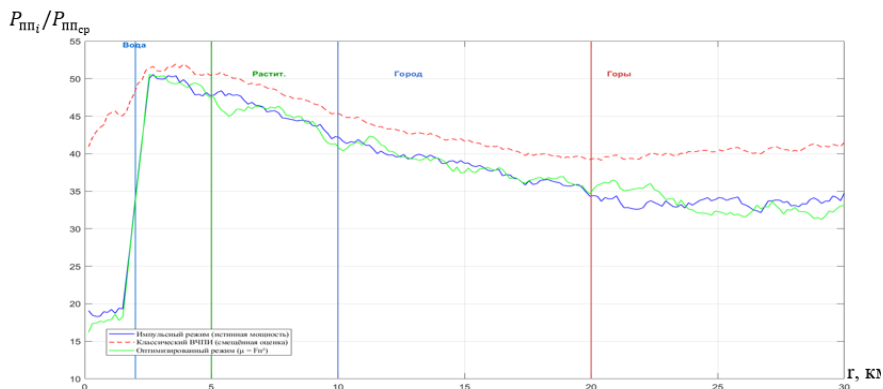


Рис. 2

Статистический анализ методом Монте-Карло (10^4 реализаций) показал, что для классического режима смещение оценки мощности составляет $+0.6 \pm 0.2$ дБ, а для предлагаемой методики смещение статистически неотличимо от нуля (0.0 ± 0.1 дБ). Относительное смещение снижено с 13.7% до 0%. Разрешение по дальности сохранено. Неоднозначность дальнометрии полностью устранена.

Предложена методика, основанная на использовании КНС с ЛЧМ с крутизной $\mu = F_p^2$ (6) и цифровой обработке, включающей демодуляцию, накопление пачки импульсов (преобразование квазинепрерывного сигнала в непрерывный) и быстрое преобразование Фурье. Такой подход обеспечивает разделение сигналов от разных зон неоднозначности в частотной области, полное устранение неоднозначности дальнометрии и получение несмещённой оценки мощности помехи.

Результаты моделирования подтверждают снижение смещения оценки мощности с 13.7% до 0% при сохранении разрешения по дальности. Полученная несмещённая оценка мощности создаёт основу для последующего построения точных карт помех и корректного расчёта адаптивного порога обнаружения, что в перспективе повышает эффективность обнаружения целей на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности.

- [1] Сколник М.И. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Радио и связь, 1985.
- [2] Егоров Г.П. Радиолокация на малых высотах. – М.: Сов. радио, 1973.
- [3] Вовшин Б.М. и др. // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 2. С. 51.
- [4] Van Trees H.L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I. – Wiley, 1968.
- [5] Ward J. Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar // MIT Lincoln Lab Technical Report, 1994.

ФАЗОВЫЙ СИНТЕЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ СТАТИСТИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ОСТРОНАПРАВЛЕННЫХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРОХОДНОГО ТИПА

А.М. Лаврентьев, Р.В. Калашников, Е.А. Бабушкин, Р.Я. Долковски

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Введение

Техническим решением защиты многофункциональной радиолокационной станции (МРЛС) от АШП является автокомпенсатор помех (АКП). Его компенсационные каналы обычно реализуются на основе нескольких слабонаправленных антенных решёток (АР). Ограниченное число АР приводит к невозможности компенсации всех помех. Оставшаяся часть вызывает снижение отношения сигнал/(помеха+шум) на выходе согласованного фильтра (СФ). Поэтому наращивание количества каналов является важным направлением повышения помехоустойчивости МРЛС. Но оно затруднено из-за ограничений, накладываемых на габариты МРЛС.

Известно направление наращивания канального ресурса, предложенное Железняком М.М., Кашиным В.А., Калашниковым Р.В. [1], основанное на статистическом разбиении ФАР на вложенные подрешётки, однако его применение приводит к снижению уровня главного максимума ДН антенны, а также существенному уменьшению крутизны пеленгационной характеристики (ПХ), что ведет к снижению точности пеленгования цели.

Таким образом, необходимо разработать методику, позволяющую повысить точность пеленгования цели.

Методика выбора типа и параметров функции, характеризующей вероятность определения элементов ФАР, включаемых в КП

При прочих равных условиях точность пеленгования определяется произведением крутизны ПХ основной подрешетки μ и отношением уровней ДН подрешетки основного канала δF : $\Xi = \mu \cdot \delta F = dP_0(\theta)/d\theta \cdot F_{\text{ок макс}}^2/F_{\text{ок бл}}$. Данное произведение назовём взвешенной крутизной ПХ.

Физический смысл данного показателя заключается в том, что он позволяет учесть вклад целенаправленного именения ДН антенны в вытекающее из этого результирующее отношение сигнал/помеха и крутизны пеленгационной характеристики при пеленговании цели.

Необходимо найти такие тип и параметры функции, характеризующей вероятность определения элементов ФАР, включаемых в КП, максимизирующие данный показатель.

Из порядка 10 рассмотренных типов было установлено, что рациональным является многопараметрическое распределение Тейлора в виде [2]:

$$W_m = 1 + 2 \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} T(n, A_B, \bar{n}) \cos(n\pi r_m/R_m), \quad (1)$$

где $T(n, A_B, \bar{n})$ – апертурное распределение; r_m, R_m – удаление m -го элемента антенной решетки от геометрического центра раскрыва и его максимальное значение соответственно; $\bar{n}$ – характеристический параметр распределения; A_B – параметр, связанный с желаемым уровнем боковых лепестков (УБЛ).

Путём имитационного моделирования получена зависимость, представленная на рис. 1 – поверхность, характеризующая зависимость взвешенной крутизны от параметров распределения.

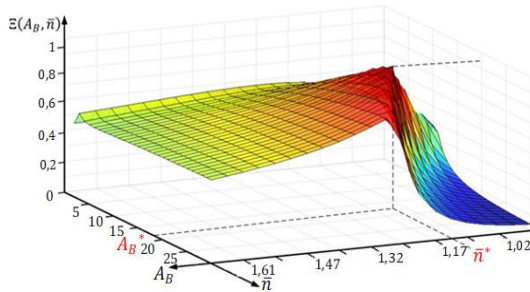


Рис. 1

Лучший показатель взвешенной крутизны $\Xi(A_n, \bar{n})$ при параметрах $\bar{n} = 19$ и $A_B = 1,13$, поэтому выбираем их.

Число элементов N_k , включаемых в КП, должно обеспечивать перекрытие УБЛ ДН антенны в направлении на помеху.

Затем следует построение функции Ψ_m , характеризующую вероятность определения m -го элемента:

$$\Psi_m = g(A_{0m} - W_m), \quad (2)$$

где A_{0m} — значение реализованного амплитудного распределения в раскрыве ФАР на m -ом элементе; $g = N_k / \sum_{m=1}^{N_p} |A_{0m} - W_m|$ — коэффициент, обеспечивающий исключение N_k из основной ФАР.

После расчета данной функции разобьем антенную решетку на основную и четыре КП (рис. 2а). И сформируем:

$$F_{\Sigma}(u, v) = w_{\Sigma_0} \cdot F_0(u, v); \quad F_{\Delta}(u, v) = w_{\Delta_0} \cdot F_0(u, v), \quad (3)$$

где $w_{\Sigma_0}, w_{\Delta_0}$ — весовые коэффициенты для суммарного и разностного каналов соответственно.

Рассмотрим численный пример синтеза на рис. 2, на котором представлены исходная и полученные диаграммы направленности антенной решетки и подрешетки МРЛС соответственно (рис. 2а, б), а также подрешетки компенсационного канала (рис. 2в).

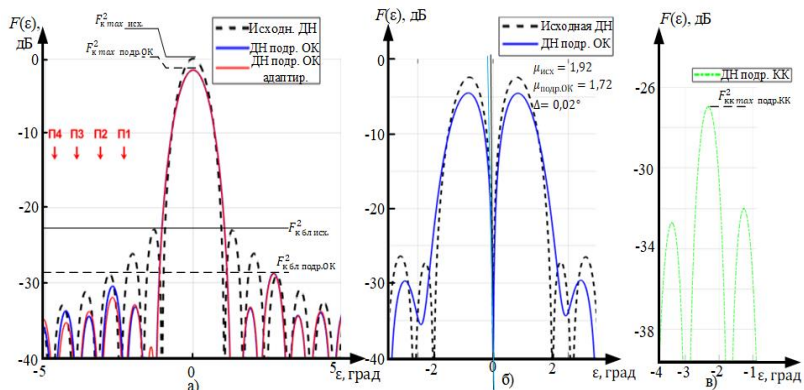


Рис. 2

Из приведенных ДН под решеток основного канала (ОК) видно, что предложенная методика позволяет повысить отношение сигнал/помеха благодаря существенному спаду УБЛ под решетки ОК по сравнению с главным максимумом при практически неизменной крутизне (ПХ).

Заключение

Таким образом, разработанная методика выбора типа и параметров функции, характеризующей вероятность определения элементов ФАР, включаемых в КП, позволяет повысить значение взвешенной крутизны ПХ по сравнению с исходной при компенсации помех.

- [1] Железняк М.М., Кашин В.А. // Радиотехника и электроника. 1974. Т. 19, № 4. С. 671.
- [2] Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. – Москва: Техносфера, 2012. 558 с.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 21 мая 2026 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.