

Труды XXV 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.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ТЕРАГЕРЦОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОГО ПРОХОЖДЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ АНАЛИЗА БИОЛОГИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ

А.И. Майоров¹⁾, М.Б. Черняева^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Институт физики микроструктур РАН

Введение

В последнее время активно развивается неинвазивная медицинская диагностика на основе анализа выдыхаемого воздуха и паров биологических жидкостей, позволяющая по наличию тех или иных маркеров диагностировать заболевание и контролировать ход лечения [1]. Для диагностики на основе изменения состава метаболитов при том или ином заболевании используются различные физические методы (газовая хроматография, масс-спектрометрия, спектроскопические методы), одним из которых является метод нестационарной спектроскопии, основанный на эффекте быстрого прохождения частоты. Данный метод является перспективным для решения задач биологии и медицины, потому что в терагерцовом (ТГц) диапазоне лежат интенсивные линии поглощения органических молекул.

Целью работы являлось применение метода ТГц спектроскопии высокого разрешения на эффекте быстрого прохождения частоты для исследования многокомпонентных газовых смесей биологического происхождения (мочи) онкопациентов, выявление состава метаболитов, обнаружение отличий компонентного состава мочи онкопациентов и здорового человека, а также выявления воздействия химиотерапии на организм больного на основе изменения компонентного состава мочи.

Методы и подходы

В Институте физики микроструктур РАН был разработан и реализован ТГц спектрометр на эффекте быстрого прохождения частоты [2]. Суть данного эффекта состоит в том, что частота проходит через молекулярный резонанс за время, более короткое, чем времена релаксационных процессов.

Спектрометр на эффекте быстрого прохождения частоты (рис. 1) предназначен для регистрации спектра поглощения многокомпонентной газовой смеси во всем рабочем диапазоне (118 ÷ 178 ГГц). Время регистрации составляет порядка нескольких секунд, что позволяет детектировать исходные, промежуточные и конечные продукты быстропотекающих химических реакций. В качестве источника воздействующего на газ излучения используется лампа обратной волны (ЛОВ). Частота источника излучения задается системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).



Рис. 1

Излучение

проходит через ячейку, содержащую исследуемый газ, и взаимодействует с его молекулами на резонансной частоте, затем регистрируется детектором на основе диода Шоттки. Выходной сигнал детектора пропорционален мощности излучения, взаимодействующего с газом. Затем сигнал усиливается по амплитуде и передается через фильтр верхних частот, где паразитные сигналы, вызванные помехами в канале, отсекаются и поступают на аналоговый цифровой преобразователь (АЦП). После преобразования цифровой сигнал накапливается для уменьшения шумов приемной системы и подается в компьютер для дальнейшей обработки и записи в файл данных.

Были проведены исследования компонентного состава паров мочи пациентов с онкологическим заболеванием до проведения химиотерапии и после химиотерапии, а также проводилось сравнение с составом паров мочи условно здорового добровольца.

Методика измерений:

- 1) Образец объемом 1 – 2 мл наливался в колбу.
- 2) Для обезвоживания жидкого образца использовалась криогенная ловушка с жидким азотом. При этом образец вымораживался, большая часть воды удалялась, в колбе с образцом образовывалась тонкая плёнка или кристаллизованный остаток.
- 3) Летучие вещества из образовавшегося остатка сначала без нагрева, а потом и с нагревом, напускались в измерительную ячейку, которая предварительно откачивалась до давления $5 \cdot 10^{-4}$ мбар. Рабочее давление в ячейке составляло $10^{-2} - 10^{-1}$ мбар.
- 4) Измерения проводились с использованием спектрометра ТГц диапазона, реализованного на ЛОВ, работающего на эффекте быстрого прохождения частоты.

Результаты эксперимента

В ходе эксперимента выявлялись линии поглощения веществ в смеси продуктов термического разложения мочи. Измеренные линии поглощения идентифицировались с использованием спектроскопических баз данных [3, 4]. Пример записи участка спектра с линиями изоциановой кислоты и этиленгликоля представлен на рис. 2.

Поскольку в данном диапазоне присутствуют как более, так и менее интенсивные линии поглощения для одного и того же химического соединения, то при увеличении концентрации вещества в смеси можно обнаружить более слабые линии поглощения. Следовательно, при увеличении концентрации количество линий в спектре, которые можно обнаружить, увеличивается. Количество линий поглощения некото-

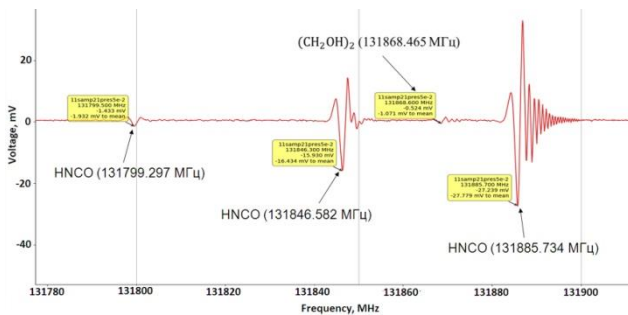


Рис. 2

рых летучих метаболитов в образцах онкопациентов до и после химиотерапии, а также сравнение с образцом здорового добровольца представлено в таблице.

Табл.

Молекула	Первый пациент		Второй пациент		Здоровый человек
	До химиотерапии	После химиотерапии	До химиотерапии	После химиотерапии	
	Количество линий	Количество линий	Количество линий	Количество линий	
Этилен гликоль ((CH ₂ OH) ₂)	2	2	2	4	-
Анизол (CH ₃ OC ₆ H ₅)	1	2	3	2	-
Изоциановая кислота (HNCO)	11	12	16	15	+
Пропиленгликоль (C ₃ H ₈ O ₂)	5	3	6	6	-
Аммиак (NH ₃)	1	1	1	1	+
Малоновый альдегид (C ₃ H ₄ O ₂)	1	1	2	1	-
Метилен-аминоацетонитрил (C ₃ H ₄ N ₂)	1	1	2	1	-
Формамид (CH ₃ NO)	-	-	-	-	+
Ацетальдегид (C ₂ H ₄ O)	-	-	-	-	+
Бензонитрил (C ₆ H ₅ CN)	3	5	4	3	-
Этанол (C ₂ H ₅ OH)	1	-	-	-	+
Пропилцианид (C ₃ H ₇ CN)	3	2	2	4	+
Бутилцианид (C ₄ H ₉ CN)	4	6	2	3	-
Аминопропионитрил (C ₃ H ₆ N ₂)	2	2	1	3	-
Карбонилцианид (OC(CN) ₂)	1	1	2	3	
Этилцианид (C ₂ H ₅ CN)	2	1	1	1	+
Этилмеркаптан (C ₂ H ₅ SH)	-	-	-	-	+
Оксид серы (IV) (SO ₂)	-	-	-	-	+
Аланин (C ₃ H ₇ NO ₂)	1	1	1	1	-
Фуран (C ₄ H ₄ O)	1	1	-	-	-
Пропиналь (C ₃ H ₂ O)	-	-	1	1	-
Этенилформиат (C ₃ H ₄ O ₂)	-	-	1	1	-
Уксусная кислота (C ₂ H ₄ O ₂)	-	-	2	1	+
Аминоацетонитрил (HDNCH ₂ CN)	-	-	1	1	-
Мочевина (CH ₄ N ₂ O)	-	-	-	-	+

Результаты измерений показали, что больше всего было найдено линий изоциановой кислоты (HNCO), которая, как и аммиак (NH_3) образуется в результате пиролиза мочевины, и присутствуют как в образцах мочи больных, так и в образце мочи у условно здорового добровольца. В образцах онкопациентов была обнаружена группа нитрилов, количество которых выросло после проведения химиотерапии, а также возросла концентрация отдельных нитрилов. Они могут являться потенциальными маркерами побочного вредного воздействия химиотерапии на организм человека. Возможной причиной появления нитрилов в моче на следующий день после введения химиопрепарата является присутствие в ней следов белка, которое не определяется при стандартном анализе мочи.

Заключение

Проведён спектральный анализ образцов многокомпонентных газовых смесей биологического происхождения – паров мочи человека (условно здорового добровольца, больных с онкологией до химиотерапии и после нее). Выявлены вещества, которые появляются у больных по сравнению со здоровым. Проанализировано изменение содержания веществ при проведении химиотерапии.

- [1] B de Lacy Costello // J. Breath Res. 2014. Vol. 8. P. 014001.
- [2] Вакс В.Л. // Успехи физических наук. 2019. Т. 190. С. 765.
- [3] <http://spec.jpl.nasa.gov/ftp/pub/catalog/catform.html>
- [4] <https://cdms.astro.uni-koeln.de/cgi-bin/cdmssearch>

АНАЛИЗ СХЕМЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ НА БАЗЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ

Д.А. Куров^{1, 2)}, Е.Ю. Калынова²⁾, Я.П. Гагиев²⁾

1) ННГУ им. Н.И. Лобачевского

2) ООО «Радио Гигабит»

Введение

В данном тезисе анализируется схема помехоустойчивого кодирования, основанная на полярных кодах и принятая для использования в контрольных каналах мобильных сетей пятого поколения (5G NR) [1].

Эффект канальной поляризации

Для иллюстрации эффекта канальной поляризации [2] [1] рассмотрим базовый случай, соответствующий преобразованию двух бит информации U_1 и U_2 , как показано на рис. 1 (б). Полученные биты X_1 и X_2 независимо передаются через Бинарный Симметричный Канал (БСК), который характеризуется вероятностью битовой ошибки p_e . Заметим, что БСК модель соответствует передаче ДФМ символов через канал с Аддитивным Белым Гауссовским Шумом и принятием жёстких решений после демодулятора.

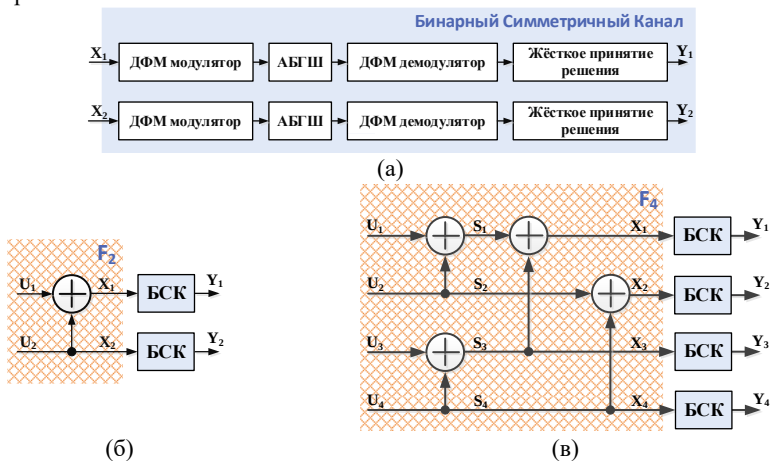


Рис. 1

На рис. 2 (а) показана зависимость вероятности битовой ошибки для бита U_1 и бита U_2 при условии, что бит U_1 был принят правильно, от вероятности ошибки в БСК канале p_e . Видно, что правильный приём бита U_1 позволяет существенно увеличить надёжность бита U_2 по сравнению с передачей без поляризации, но результирующая надёжность бита U_1 становится хуже. Аналогичные рассуждения могут быть применены при увеличении размера группы до 4 бит рекурсивным способом. Дальнейшее увеличение приводит к расщеплению кривых битовой ошибки, как показано на рис. 2 (б). На рис. 2 (в) показана зависимость битовых ошибок после БСК для каждого

бита при разных значения $n = \log_2(N)$, где N – размер группы. Вероятность битовой ошибки p_e в канале выбрана равной 0.25 для упрощения процедуры моделирования. Отметим, что вероятности битовой ошибки отмечены не для всех бит при $n = 5$ и 6 из-за вычислительных ограничений, хотя видно, что данные значения меньше 10^{-4} .

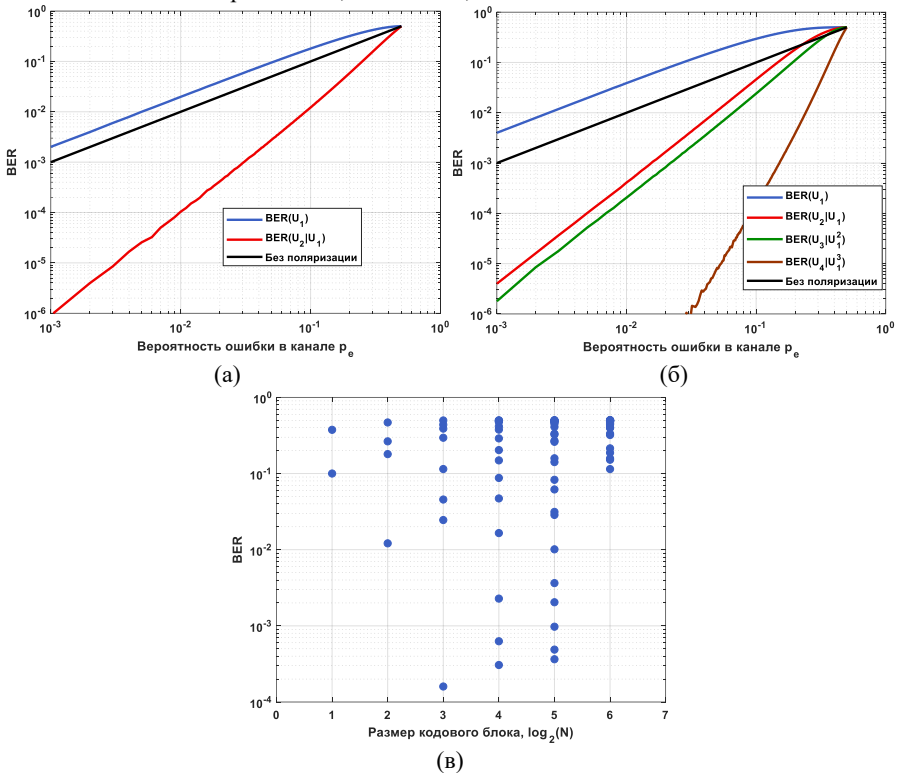


Рис. 2

Результаты анализа

В данной секции представлены результаты сравнения двух алгоритмов декодирования полярных кодов [3]: списочный алгоритм последовательного исключения (SCL – Successive List Cancellation) и списочный алгоритм последовательного исключения с проверкой по CRC (CA-SCL – CRC Aided Successive List Cancellation). Сравнение характеристик алгоритма CA-SCL декодирования, использующих точное решение “tanh rule” и аппроксимацию “min-sum” показаны на рис. 3 (а). Результаты моделирования получены для размеров списков 1, 2, 4, 8 и скорости кодирования 501/1024. Заметим, что для размера списка 1 алгоритм декодирования CA-SCL эквивалентен алгоритму декодирования SC. Из результатов видно, что деградация ОСШ при использовании “min-sum” аппроксимации является незначительной ~ 0.2 дБ.

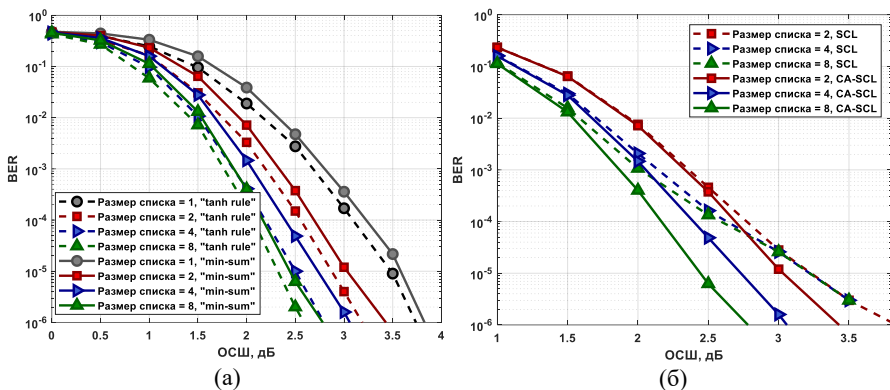


Рис. 3

Грубое сравнение полярных кодов с кодами с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC – Low Density Parity Check) показано на рис. 4. На рис. 4 (а) розовая кривая соответствует характеристике LDPC кодов из стандарта связи IEEE 802.11ad со скоростью кодирования $\frac{1}{2}$, размером кодового блока 672 бит с использованием “min-sum” аппроксимации. Видно, что выигрыш по ОСШ CA-SCL декодера с размером списка 8 составляет примерно ~ 0.8 дБ, что является относительно небольшой величиной при учете возросшей сложности аппаратной реализации декодера.

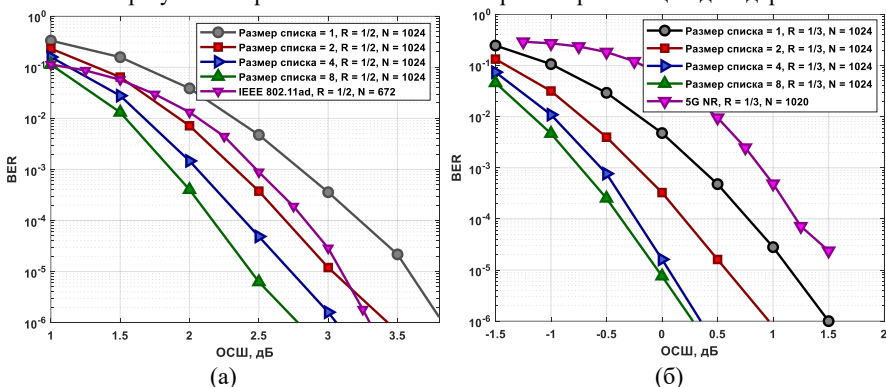


Рис. 4

На рис. 4 (б) розовая кривая соответствует LDPC кодам из стандарта связи 5G NR со скоростью кодирования $\frac{1}{3}$ и длиной кодового блока 1020. Характеристики данного кода хуже практически на 2 дБ, чем характеристики полярных кодов. Такое поведение может быть объяснено тем, что LDPC коды в 5G NR разрабатывались для покрытия широкого диапазона различных кодовых блоков – от 100 бит до 8000 бит. Наиболее вероятно, что поддержка такого широкого диапазона приводит к суммарной деградации характеристик.

Заключение

В данном тезисе была представлена наглядная иллюстрация теоремы канальной поляризации в терминах вероятности битовой ошибки. Показано, что полярные коды и LDPC коды имеют сравнимые характеристики вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум.

- [1] 3GPP Technical Specification 38.212, «Multiplexing and channel coding», v.15.7.0, Release 15.
- [2] Arikan E. // IEEE Transactions on Information Theory. 2009. Vol. 55, № 7. P. 3051.
- [3] Tal I., Vardy A. // IEEE Transactions on Information Theory. 2015. Vol. 61, № 5. P. 2213.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ – ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LTCC

С.А. Семин^{1, 2)}, В.Р. Закамов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Филиал АО «Корпорация «Комета» – «КБ «Квазар»

Электрические фильтры используются почти во всех радиотехнических устройствах и являются основными элементами для формирования амплитудно-частотных передаточных характеристик, как приемников, так и передатчиков.

В области ВЧ и СВЧ в основном существует потребность в фильтрах без временной задержки, с заданной полосой пропускания и малыми потерями. Кроме того появилось новое достаточно жесткое требование – габариты входных фильтров должны быть сравнимы с чип элементами. Для реализации таких требований, конечно же, необходимо выбрать конструкции фильтров и уменьшать размеры элементов в составе самих фильтров.

Для решения поставленных задач предлагается рассмотреть фильтры на сосредоточенных LC элементах. Использование технологии фотолитографии и различных материалов позволяет существенно уменьшить размеры L и C элементов. А использование LTCC-технологии или низкотемпературной керамики позволяет формировать фильтры в объеме керамики (Low Temperature Cofired Ceramic – LTCC) [1].

Многослойная плата и основные возможности LTCC-технологии представлены на рис. 1. Элементы, изготовленные по LTCC – технологии обладают:

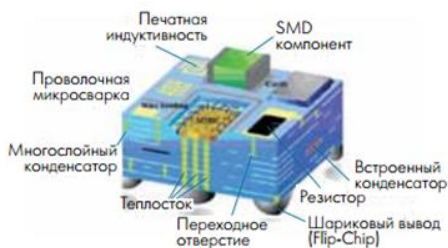


Рис. 1

- Достаточной механической стабильностью и сохранением линейных размеров.
- Низким КТР.
- Приемлемой теплопроводностью.
- Герметичностью и возможностью высокотемпературной пайки.
- Возможностью 3D интеграции.

Полосно-пропускающие фильтры на LC элементах применяются достаточно давно. Известны различные их конструкции и характеристики. Однако, диапазон их работы недостаточно высок, так как значения отдельных элементов с увеличением частоты становятся совершенно нереализуемыми. Поэтому на первый взгляд кажется, что идея создания чип ППФ на основе LC не реализуема. Поэтому первоочередной задачей было нахождение структур ППФ на LC элементах реализуемых вплоть до миллиметрового диапазона длин волн, а второй решить задачу по синтезу схем ППФ.

Критериями реализуемости ППФ стали, прежде всего, критерии реализуемости L и C элементов. И тут нужно выделить несколько критериев, которые были введены.

- 1) Длина линий в катушках индуктивности должна находиться в пределах: $D \ll L \ll \lambda/4$, где D – толщина проводника, λ – длина волны в диэлектрике. Для емкости можно выделить два основных критерия:

- 2) Для емкости в элементах связи $C_{св} \gg C_{п}$ – паразитной емкости между элементами.
- 3) Для емкости в резонаторах $C_p \gg C_k$ – емкости контактных площадок или соединений на землю и $C_p < pC_{\max}$ – максимально реализуемой емкости в заданном объеме.

В работе [2] описаны структуры квазиполиномиальных фильтров, которые являются реализуемыми вплоть, до нескольких сотен МГц на стандартных чип элементах. Такие структуры фильтров могут быть получены на основе стандартных лестничных структур Чебышева. Рассмотрим их получение более подробно и проверим их реализуемость.

Синтезируем трехзвенный ППФ лестничной структуры (рис. 2).

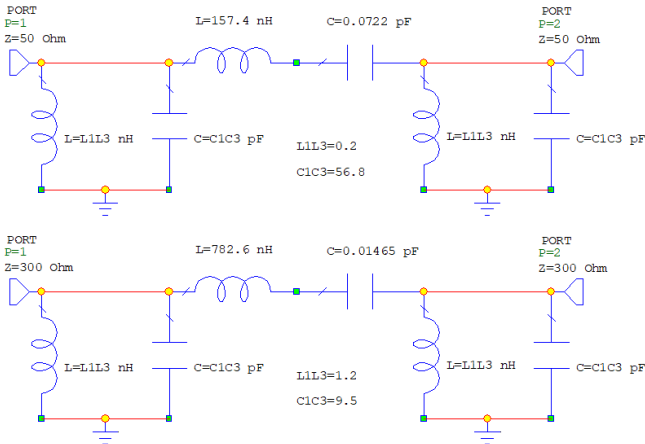


Рис. 2

Видим, что в двух вариантах схем более реализуемыми являются L1, C1 и L3, C3 элементы параллельных контуров. Для того чтобы весь фильтр стал реализуемым, необходимо перевести последовательный контур в параллельный. Это производится следующим образом:

Известны матрицы четырехполюсников. Для последовательно включенных четырехполюсников матрицы T параметров просто перемножаются.

- 1) Передаточные характеристики последовательного контура отличаются от параллельного тем, что их фазы отличаются на 180° .
- 2) Используем свойство инверторов описанных в [2], они создают сдвиг фазы на 90° .

Исходя из этого передаточная характеристика в матрице T последовательного резонатора должна быть равна передаточной характеристике матрицы параллельного контура с инверторами.

$$[T_{\text{полн}}] = [U] \cdot [T_{\text{нар}}] \cdot [U]. \quad (1)$$

Основным элементом, определяющим передаточную характеристику в матрице T , является элемент T_{11} . Приравняв эти элементы легко получить соотношения по переводу последовательного контура в параллельный [3]:

$$L_{\text{пар}} = \rho^2 C_{\text{посл}}, \quad (2)$$

$$C_{\text{пар}} = L_{\text{посл}} / \rho^2, \quad (3)$$

где ρ – волновое сопротивление контура.

После выбора исходных данных производится подстройка фильтра в крайних контурах. Для согласования фильтра с линией 50 Ом вводятся трансформаторы на C элементах [2]. Получаем исходную схему (рис. 3) с параллельными резонаторами для реализации на L и C элементах.

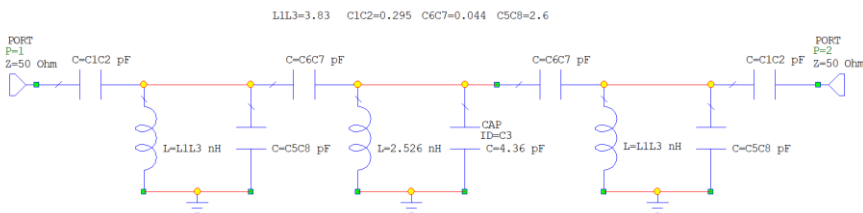


Рис. 3

Моделирование фильтра 1.5 ГГц в САПР CST

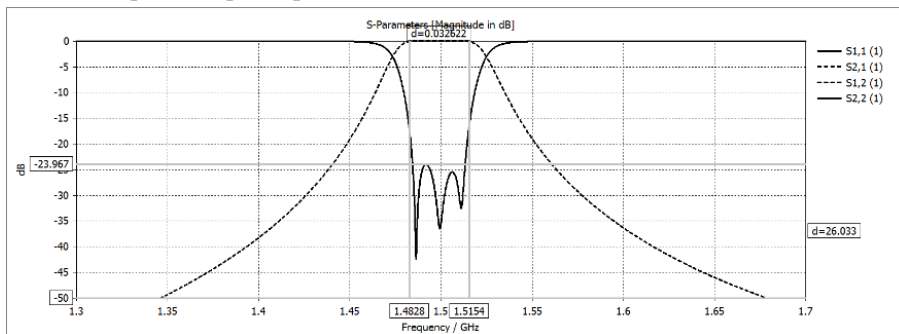


Рис. 4

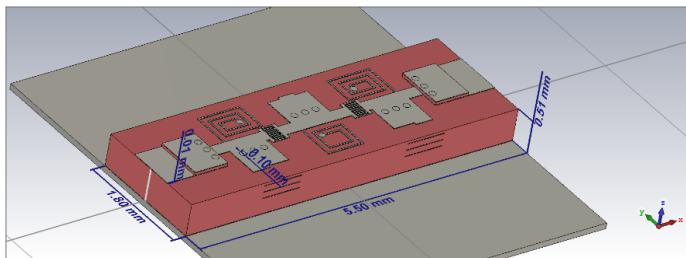


Рис. 5

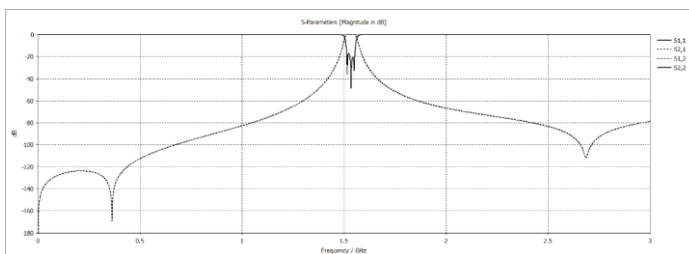


Рис. 6

В ходе работы было произведено моделирование трехконтурных фильтров на керамике. На рис. 3 представлен пример фильтра с характеристикой Чебышева на 1.5 ГГц, неравномерностью в полосе пропускания не более 0.017 dB и КСВ 1.12 (рис. 4). Кроме того, полученный чип ППФ имеет компактные размеры (рис. 5).

Оказалось, что на АЧХ фильтра существенно влияет топология расположения L и C элементов. Для того, чтобы минимизировать паразитное влияние резонансных контуров между собой, их необходимо располагать в шахматном порядке.

Полностью удалить паразитное влияние не удастся. Но его наличие можно использовать вне полосы пропускания. Как видим на рис. 6, за пределами полосы пропускания появляются области запираия (минимумы). Частотные положения полос запираия зависят от топологии расположения резонаторов в фильтре.

Реализация фильтров на более высоких частотах 10, 30 и 100 ГГц, показала, что для уменьшения паразитного влияния резонаторов друг на друга необходимо уменьшать толщину подложки или количество слоев керамики.

На высоких частотах паразитную связь между резонаторами можно использовать как основную. Комбинации емкостной и индуктивной связи между элементами резонаторов позволит существенно изменять АЧХ фильтров.

- [1] Кондратюк Р. // НАНОиндустрия. 2011. Выпуск 2. С. 26.
- [2] Привер Э.Л., Закамов В.Р. // Радиотехника. 2003. №6. С. 38.
- [3] Фельдштейн Л. Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – Москва: Советское радио, 1967, 651с.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ АВТОКОМПЕНСАТОР УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ С УДАЛЕННЫМИ ОТНОСИТЕЛЬНО АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ КОМПЕНСАЦИОННЫМИ КАНАЛАМИ

А.К. Тэнцер

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Современные радиотехнические комплексы, такие как радиолокаторы, радионавигаторы, радиопеленгаторы, решают две основные задачи: 1) обнаружение и выделение полезных сигналов из аддитивной смеси с помехами при отсутствии априорной информации о помеховой обстановке; 2) определение координат источника излучения или объекта. Зачастую указанные задачи в современной технике решаются с помощью антенных решеток (АР).

Мы рассматриваем проблему подавления активных помех на фоне приема более слабого полезного сигнала. Помехи будут считаться стационарными, узкополосным и не меняющими свое угловое положение. Подавление помех предполагается осуществлять с помощью настраивающегося автокомпенсатора. При этом компенсационные каналы будут значительно удалены относительно основной антенной решетки.

Основной задачей для подавления активных помех является поиск весового вектора $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]$ по определенному критерию. Важным моментом является также ширина полосы полезного сигнала и количество помех, которые необходимо подавить. Поскольку элементы адаптивной антенной решетки (ААР) находятся в различных точках пространства, необходимо учитывать задержки сигналов. Допустим, что максимальный размер ААР равен L . Ему соответствует максимальная задержка сигнала $\tau_{max} = L/c$, где c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме.

Особенности взаимного расположения антенной решетки и компенсационных каналов

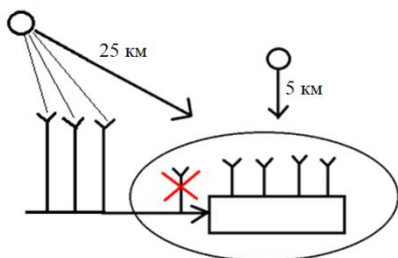


Рис. 1

Будем рассматривать случай, когда азимутальные направления прихода помех точно известны. Подавить такого рода помехи можно с помощью добавления компенсационных каналов к основной АР. Но в условиях ограниченного количества места вокруг основной АР это не всегда оказывается возможным. В этом и заключается основная задача: в условиях ограниченной территории подавлять стационарные помехи, используя дополнительные компенсационные излучатели, принимающие эти помехи. Решить задачу можно таким образом: дополнительные компенсационные каналы, диаграмма направленности (ДН) которых ориентирована в направлении на помеху, поставить вдали основной АР на некотором допустимом расстоянии и под них вычислить и оптимизировать весовой вектор автокомпенсатора помехи (АКП).

Овалом показана территория (рис. 1), в которой находится наша основная АР. В этой области невозможно поставить компенсационные каналы, поэтому будем ставить их удаленно.

Сигналы, принятые элементами АР, подвергаются обработке. Наиболее широкое распространение получила линейная обработка сигналов, которая заключается в суммировании принятых сигналов с весовыми коэффициентами. Диаграммой направленности антенной системы называется зависимость комплексной амплитуды выходного сигнала от направления прихода плоской волны единичной амплитуды. Строго говоря, падающая волна является сферической. Однако, если источник сигнала находится в дальней зоне на расстоянии $R > 2D^2/\lambda$, (где D – размер апертуры АР), то волновой фронт в пределах апертуры АР можно считать плоским.

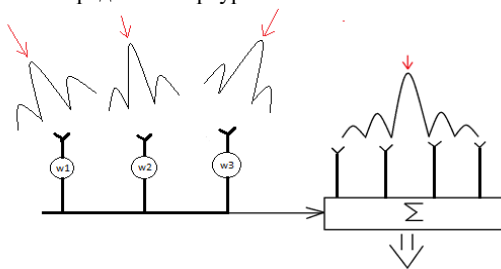


Рис. 2

ДН основной АР показана на рис. 2. Главный лепесток ДН направлен в сторону нашего полезного сигнала. А главный лепесток компенсационных каналов будем ориентировать в направлении помех. В общем случае формула для суммарной ДН выглядит следующим образом:

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^{N_1-1} W_i^* e^{jnkdsin\theta}, \quad (1)$$

где W^* – заданные комплексные числа (веса/коэффициенты).

Алгоритм компенсации телевизионной помехи

Главный луч диаграммы направленности АР основного канала направлен на источник полезного сигнала (рис. 3), а сигнал помехи в основном канале приходит по боковым лепесткам ДН. Поскольку угол прихода телевизионной помехи является фиксированным и известен заранее, поэтому максимум ДН антенны компенсационных каналов изначально ориентируется в направлении прихода телевизионной помехи. Тогда сигнал от помехи на компенсационные каналы будут приходить с максимальным усилением.

Поскольку антенна компенсационных каналов принимает полезный сигнал по боковым лепесткам ДН, поэтому на выходе устройства полезный сигнал будет практически не искажен. В случае, когда направление прихода телеметрического сигнала и помехи совпадают, подавление помехи будет сопровождаться подавлением сигнала.

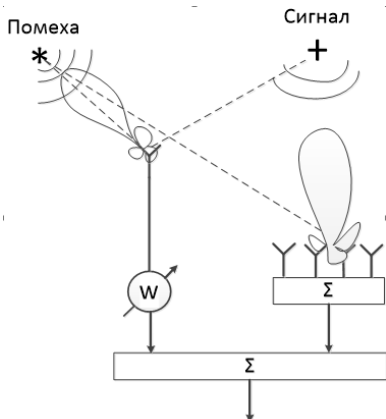


Рис. 3

Для оптимизации (максимизации) коэффициента подавления телевизионной помехи и соответственно увеличения корреляции помехи между основным и компенсационными каналами в компенсационные каналы вводится программная линия задержки. В основном канале линия задержки отсутствует.



Рис. 4

Далее во всех каналах производится перенос сигнала с промежуточной частоты на нулевую частоту в программном обеспечении для ПЛИС специфического вычислителя. После этого производится фильтрация сигнала и последующая децимация сигнала.

Далее потоки с уменьшенным темпом дискретизации данных основного и вспомогательного каналов поступают в сигнальный процессор. В сигнальном процессоре для каждого фиксированного значения времени задержки в компенсационных каналах вычисляется весовой вектор $\mathbf{W}$.

Максимальное число дискретов в линии задержки определяется по формуле

$$T = \frac{1}{\Delta F} f_s, \quad (2)$$

где ΔF – полоса частот сигнала на выходе ПЛИС, f_s – частота дискретизации сигнала на входе в ПЛИС.

Для получения весового вектора автокомпенсатора необходимо вычислить автокорреляционную матрицу помех на основной АР и взаимную корреляционную матрицу. Будем вычислять автокорреляционную матрицу по формуле

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^H \rangle. \quad (3)$$

Затем найдем взаимный корреляционный вектор по формуле

$$\mathbf{P} = \langle x_0 \mathbf{X}^H \rangle. \quad (4)$$

Тогда весовой вектор определим по формуле

$$\mathbf{W} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}. \quad (5)$$

Получив массив весовых коэффициентов $\mathbf{W}$ для различных времен задержки, для каждого значения вычисляем следующую величину

$$B = \frac{\langle |x_0 + \mathbf{W}x_1|^2 \rangle}{\langle |x_0|^2 \rangle}, \quad (6)$$

где x_0 – сигнал в основном канале, x_1 – сигнал в компенсационных каналах.

После определения оптимальной конфигурации линии задержки выдаем на ЦАП сигнал с подавленной помехой $x_0 + \mathbf{W}^{\text{opt}} x_1$ для его перевода в аналоговую форму и для последующей передачи в аппаратуру обработки сигналов радиолокационного комплекса.

- [1] Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975, 528 с.
- [2] Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решётки. – М.: Советское радио, 1966, 368 с.
- [3] Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986, 448 с.
- [4] Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1983, 240 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕЖЕКЦИИ И МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАЛЫХ УГЛОВ МЕСТА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

В.В. Цыганов, С.А. Козлов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Определение угловых координат целей, летящих на малых углах места в условиях переотражения волн от земной поверхности и местных предметов, приводит к взаимной компенсации и видоизменению интерферирующих волновых фронтов в точке приема, что затрудняет обнаружение и правильное измерение угловых координат цели. Эта задача актуальна и в современных системах ПВО.

Традиционный метод согласованной пространственной фильтрации в условиях переотражений от земной поверхности дает большие ошибки в измерении угла места цели. Вследствие этого рассматривались другие методы обработки информации, которые можно применять в условиях переотражений от земной поверхности.

Задачей в рамках данного исследования было проведение сравнительного анализа двух методов обработки радиолокационной информации (РЛИ), применительно к современным системам ПВО [1]. При исследовании данных методов использовалась модель трёхкоординатной когерентно-импульсная РЛС кругового обзора сантиметрового диапазона волн. Станция имеет в своём составе антенную решётку, состоящую из 47 антенных элементов по вертикали. Шаг расстановки элементов $d=0.67\lambda$. При этом, ширина диаграммы направленности составляет 1,8 градуса.

В первом методе переотражённые сигналы рассматривались как помеха, вследствие чего предварительно осуществлялось их подавление (режекция) и только после этого проводилось измерение угла места прямого сигнала [1, стр. 23-26].

На рис. 1 представлены диаграммы направленности четырёх пространственных каналов, соответствующие ожидаемым углам прихода прямого сигнала 1,2,3,4 градусам, при наличии режекции на минус 5 градусов.

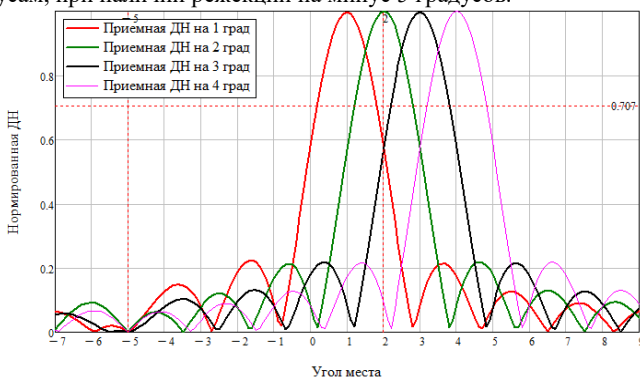


Рис. 1

В данном случае помеховый сигнал расположен при больших отраженных углах места. Видно, что в направлении помехи формируется глубокий провал в диаграмме направленности, главные лепестки при этом не смещаются.

Обратный результат виден на рис. 2, при наличии режекции в области малых отрицательных углов места.

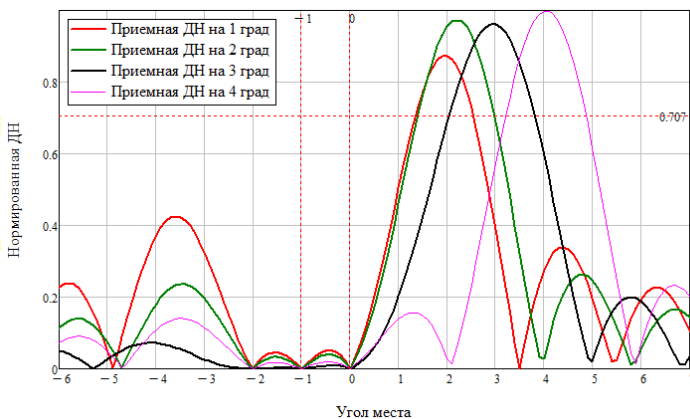


Рис. 2

Все сигналы с направлениями прихода от 0 до минус 2 градусов будут подавлены, то есть произойдет режекция переотраженных сигналов. Однако, при этом, затрудняется измерение угловых координат в диапазоне углов от 0 до 2 градусов. Вторым негативным эффектом состоит в том, что при малых углах места наблюдается уменьшение коэффициента передачи пространственных фильтров. Данный фактор является источником потерь в отношении сигнал/шум, величина которых может достигать нескольких децибел.

Следующий рассматриваемый метод — метод максимального правдоподобия. В отличие от метода режекции в этом методе прямой и переотраженные сигналы фигурируют на равных основаниях, и задача состоит в выявлении полезного сигнала на фоне помехового [2]. Как правило, эти углы места не известны, но, по априорным сведениям, о том, какие значения параметров могут реализовываться чаще, можно получить их оценки максимального правдоподобия.

При исследовании пробные значения координат прямого сигнала варьировались в области положительных углов места от 0 до 10 градусов, а координаты переотраженного — в интервале отрицательных углов от минус 10 до 0 градусов.

Исследование проводилось для зеркального и диффузного переотражения. Результаты приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

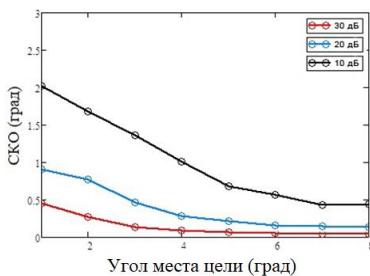


Рис. 3

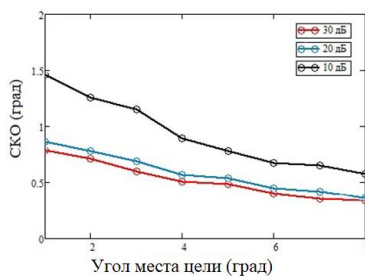


Рис. 4

На приведённых графиках показаны зависимости среднеквадратической ошибки измерения от углового положения цели, вычисленной по 1000 реализаций. В качестве параметра использовалось отношение амплитуды прямого сигнала к стандартному отклонению шума (отношение сигнал/шум) на входе пространственной обработки.

Моделирование показало, что метод максимального правдоподобия как в случае зеркального, так и диффузного переотражения позволяет получить приемлемые результаты измерения малых углов места целей.

В процессе исследования двух методов обработки РЛИ была выявлена низкая эффективность метода режекции. Это обусловлено, прежде всего тем, при малых углах места наблюдается существенное уменьшение коэффициента передачи пространственных фильтров (коэффициент усиления приемной ДН), что свидетельствует о невысокой эффективности данного метода в условиях многолучевого распространения волн.

При анализе характеристик измерений малых углов места целей методом максимального правдоподобия в условиях переотражений сигналов от земной поверхности выяснили, что данный метод в случае как при диффузном, так и зеркальном переотражении обеспечивает приемлемую точность измерения малых углов места обнаруживаемых объектов, т.к. величина среднеквадратической погрешности, обеспечиваемая данными методами, не превышает ширины ДН. К недостаткам данного метода относится то, что его реализация требует больших вычислительных затрат.

На основе сравнительного анализа, можем сказать, что метод МП более эффективен при измерении малых углов места цели (когда цель находится далеко), нежели метод режекции.

- [1] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решетками // учеб. пособие Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2008, с. 171.
- [2] Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ) // учеб. пособие Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского, 2006, с. 114.

МЕТОД СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В МИМО РАДАРЕ

А.А. Подкопаяев, В.Ю. Семенов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В современной автомобильной промышленности активно начинают применяться МИМО (Multiple Input Multiple Output)-радары [1] для помощи водителю в сложных ситуациях на дороге. Антенная решетка (АР) МИМО-радаров представляет собой плоскую линейную решетку из n_{tx} передающих и n_{rx} приемных печатных излучателей. Зачастую в городских условиях в эфире присутствуют помехи, которые мешают измерять дальность или азимут полезной цели. В настоящей работе рассматривается один из методов подавления активных узкополосных помех в МИМО-радаре.

Основная особенность АР МИМО-радаров состоит в том, что за счет специально подобранной топологии расположения на плоскости передающих и приемных излучателей в этих системах на прием образуется виртуальная АР с числом виртуальных излучателей: $N = n_{tx} \cdot n_{rx}$. Таким образом апертура АР на приемной стороне значительно увеличивается, что приводит к увеличению точности пеленгования полезной цели. Плата за это – расширение спектра сигналов за счет использования ортогональных последовательностей на передающей стороне [2].

Оптимальный весовой вектор $\mathbf{W}$, обеспечивающий максимальное отношение сигнал шум плюс помеха (ОСШП) на выходе ААР, определяется из решения уравнения [3]:

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{W} = \mathbf{S}, \quad (1)$$

$\mathbf{M}$ – корреляционная матрица (КМ) помехи на входе виртуальной ААР, $\mathbf{S}$ – вектор-фазор полезного сигнала, представляющий собой фазовые коэффициенты, зависящие от пространственного направления приема этого сигнала.

При адаптивной обработке вместо точного вектора $\mathbf{W}$ используется вектор $\hat{\mathbf{M}}$, полученный на основе максимально правдоподобной оценки $\mathbf{M}$ по L временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса $\mathbf{X}$:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l) \cdot \mathbf{X}^H(l). \quad (2)$$

Затем в соответствии с (1) находится весовой вектор $\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{S}$. Однако, такую оценку весового вектора нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Во-первых, КМ (2) при числе выборок $L \approx N$ является плохо обусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа отводов фильтра ($L < N$), матрица $\hat{\mathbf{M}}$ становится вырожденной. Вторая проблема связана с тем, что вычислительная сложность процедуры обращения КМ пропорциональна кубу от ее размерности ($\sim N^3$) и, следовательно, резко возрастает

с ростом числа N каналов ААР. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач [4] и для их решения следует использовать методы регуляризации.

Аналитическое решение для весового вектора

Рассмотрим систему степенных векторов: $\mathbf{M}, \mathbf{MS}, \mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq J_{eff}$ [3], где J_{eff} – эффективное число действующих широкополосных помех.

Степенные векторы образуют неортогональный базис. Поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$. Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинается с вектора $\mathbf{S}$ [4].

Представим весовой вектор в виде разложения по векторам:

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_0 + C_1\mathbf{F}_1 + C_2\mathbf{F}_2 + \dots + C_{K-1}\mathbf{F}_{K-1} = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C}. \quad (3)$$

Эффективность работы широкополосной ААР определяется величиной ОСШП. Оценку ОСШП на выходе ААР можно найти с помощью формулы [6]:

$$\hat{\eta} = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{W}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})^H \hat{\mathbf{M}} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{F} \mathbf{C}}. \quad (4)$$

Потери в ОСШП $\hat{\eta}$ на выходе фильтра при выборочной КМ помех (2) относительно ОСШП η при точно известной КМ помех будут равны:

$$B = 10 \log \frac{\eta}{\hat{\eta}}. \quad (5)$$

Поскольку величины $\mathbf{F}$ имеют случайный характер, необходимо применение процедуры регуляризации [4] (ограничения) размерности K . Исходя из физического содержания проблемы каждый i -й вектор, входящий в состав результирующего вектора $\mathbf{W}$, добавляет долю собственного шума. Этот факт предлагается взять за основу процедуры регуляризации. Процесс ортогонализации следует останавливать при таком k , при котором ОСШП (4) начинает уменьшаться, причем базисный вектор $\mathbf{F}_k$ не следует включать в разложение (3).

Результаты численного моделирования

В качестве полезного сигнала $\mathbf{S}$ был использован тональный сигнал с плоским фронтом, приходящий по нормали к ААР. Каждая широкополосная помеха моделировалась как комплексная экспонента со случайной мощностью σ^2 из диапазона $[10\sigma_n^2 \dots 1000\sigma_n^2]$ (σ_n^2 – мощность тепловых шумов) и случайной начальной фазой из диапазона $[0..2\pi]$. Отношение расстояния между соседними излучателями (каналами) к длине волны равнялось 0,5. Азимутальные направления прихода широкополосных помех были случайными и равномерно распределенными в диапазоне $[-180..+180]$ градусов. При этом в азимутальный сектор главного луча диаграммы направленности виртуальной ААР помехи не вбрасывались.

Антенная решетка ММО радар состояла из $n_{tx}=3$ передающих и $n_{rx}=5$ приемных каналов. При моделировании потерь в ОСШП число степенных векторов ограничивалось тогда, когда регуляризованное ОСШП (4) на выходе ААР для текущей реализации входного процесса достигало максимума.

На рис. 1 показаны потери в ОСШП в зависимости от нормированного на $N = n_{tx} \cdot n_{rx}$ числа выборок L для традиционного метода прямого обращения матрицы (пунктирные кривые) и предлагаемого метода степенных векторов (сплошные кривые) при различном числе J помех. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 10000. На рис. 2 изображено образовавшееся число степенных векторов в зависимости от нормированного числа выборок L входного процесса.

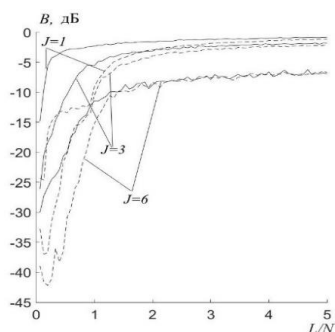


Рис. 1

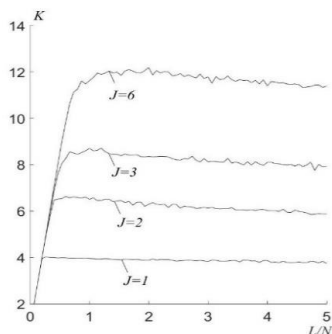


Рис. 2

Из рис. 1 видно, что метод степенных векторов в отличие от метода прямого обращения корреляционной матрицы работает для короткой выборки $L < n_{tx} \cdot n_{rx}$ при $J=1$ и $J=3$ помехах. При длинной выборке $L > n_{tx} \cdot n_{rx}$ предложенный метод обеспечивает меньшие потери в ОСШП, чем традиционный. Когда в эфире $J=6$ помех (т.е. $J \geq n_{rx}$) оба метода работают плохо. Если проанализировать рис. 2 для случаев $J < n_{rx}$, тогда можно увидеть следующую экспериментальную закономерность. Число формирующийся с помощью предложенной процедуры регуляризации приблизительно равно $\sim n_{tx}J$. Причем при $L > n_{tx} \cdot n_{rx}$ число формируемых степенных векторов практически не изменяется, а соответственно не изменяется и вычислительная сложность алгоритма.

Для того чтобы разобраться почему подавляются помехи, были построены ДН ААР после процедуры адаптации, т.е. с учетом сформированного весового вектора. На рис. 3 и рис. 4 изображена ДН ААР при наличии $J=3$ и $J=6$ помех, соответственно. Положение помех вбрасывалось случайно, длина обучающей выборки составляла $L=2N$. Штриховыми вертикальными линиями отмечены азимуты, на которых присутствовали помехи.

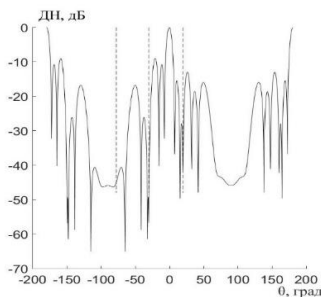


Рис. 3

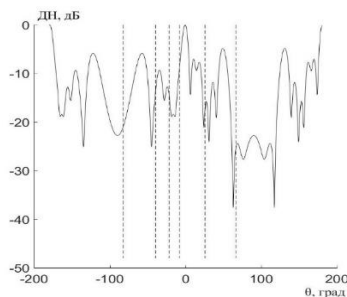


Рис. 4

При $J < n_{rx}$ в ДН ААР формируются глубокие провалы именно на тех азимутах, где присутствовали помехи, чего нельзя сказать для случая $J \geq n_{rx}$. По этой причине увеличиваются потери в ОСШП.

Заключение

Рассмотрена ААР использующаяся в ММО радаре с n_{tx} – передающими и n_{rx} – приемными антеннами для подавления узкополосных помех и выделения также узкополосного полезного сигнала. Получено точное аналитическое решение для оптимального весового вектора ААР на основе разложения весового вектора ААР в базисе степенных векторов и процедуры их ортогонализации. Метод обеспечивает малые потери в ОСШП и работает в случае короткой обучающей выборки, когда число отсчетов меньше общего числа отводов линий задержки ($L < n_{tx} n_{rx}$). Вычислительная сложность алгоритма пропорциональна числу виртуальных входов ААР, числу обучающих выборок для оценки помехи и числу образованных степенных векторов. Предложена физически обоснованная процедура регуляризации решения. Рассмотренный метод подавления активных помех способен подавить не более $(n_{rx}-1)$ помех. При этом число формируемых степенных векторов составляет порядка $\sim n_{tx}J$, где J – число действующих помех.

- [1] Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации // Прикладная радиоэлектроника. 2009. Т. 8, № 4. С. 477.
- [2] Li J., Stoica P. Mimo radar signal processing. Wiley, 2009. 468 p.
- [3] Ермолаев В.Т., Семенов В.Ю., Сорокин И.С., Флакман А.Г., Ястребов А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235.
- [4] Тихонов А.И., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979, 288 с.
- [5] Воеводин В.В. Линейная алгебра. – М.: Наука, 1980, 400 с.
- [6] Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник. – М.: Радиотехника, 2007, 512 с.

ИЗУЧЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ В РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ЗАДАЧАХ

А.С. Синицын¹⁾, А.А. Адёркина^{1, 2)}, М.В. Махлышев^{1, 2)}

1) ННГУ им. Н.И. Лобачевского

2) ООО «Радио Гигабит»

Введение

Термин «машинное обучение» обозначает множество математических методов для разработки алгоритмов, решающих задачу поиска закономерностей между входными и выходными данными. В подходе машинного обучения каждый объект характеризуется набором признаков. Исходя из набора признаков и их значений, в соответствие объекту ставится ответ, который может быть меткой одного из набора классов, тогда это задача классификации, или вещественным значением, тогда это задача регрессии [1].

В данной работе исследуется возможность применения методов машинного обучения для решения радиофизических задач. Рассматривались две задачи: задача определения точки доступа, в зависимости от принимаемой мощности сигнала и его пространственных координат и задача предсказания значения затухания мощности сигнала PL (Path Loss) в произвольной точке пути по значениям её геометрических параметров положения. Первая задача является задачей классификации, так как ответом будет метка точки доступа из набора всех доступных. Вторая является задачей регрессии, так как ответом является величина PL, выражаемая вещественным числом.

Описание алгоритмов машинного обучения

В работе рассмотрены наиболее популярные алгоритмы, используемые в машинном обучении.

Логистическая регрессия – алгоритм, подходящий для решения задач бинарной классификации. Модель подстраивает значения весовых коэффициентов для входных признаков и преобразует входные признаки, взвешенные найденными коэффициентами, в ответ с помощью логистической функции, представленной на рис. 1, преобразовывая любое значение в диапазон от 0 до 1.

Метод опорных векторов (SVM) – алгоритм, использующий для разделения входных переменных гиперплоскость. Гиперплоскость выбирается так, чтобы наилучшим образом разделять точки в плоскости входных переменных. Расстояние между гиперплоскостью и входными данными называется разницей. Наилучшая гиперплоскость – линия с наибольшей разницей. Пример гиперплоскости представлен на рис. 2.

Линейный дискриминантный анализ (LDA) – алгоритм, рассчитывающий среднее значение признаков объектов каждого класса и дисперсию. Предсказания производятся путём вычисления дискриминантного значения для каждого класса и выбора класса с наибольшим значением. Пример рассчитанных параметров для двух классов представлен на рис. 3.

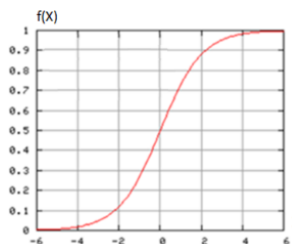


Рис. 1

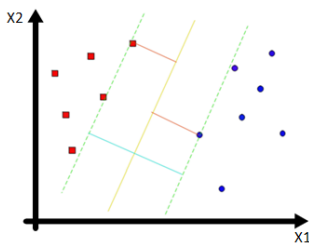


Рис. 2

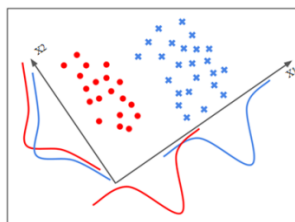


Рис. 3

К-ближайших соседей – алгоритм, рассматривающий весь набор данных и делающий предсказание для новой точки путём поиска К-ближайших соседей в наборе данных. Соседи являются объектами со схожим по значению набором признаков. Пример построения предсказания на основе трех соседей представлен на рис. 4.

Дерево принятия решений – алгоритм, который можно представить в виде графа. Каждый узел представляется собой точку разветвления для входных признаков. Предсказания производятся путём прохода по дереву от корня к конечному узлу и вывода значения класса на этом узле. Пример построения дерева решений представлен на рис. 5.

Случайный лес – алгоритм, состоящий из множества деревьев решений. При построении каждого дерева используется случайный набор признаков. Итоговый ответ находится усреднением ответов, полученных во всех построенных деревьях [2]. Пример построения алгоритма случайного леса показан на рис. 6.

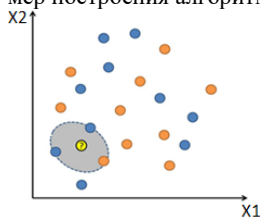


Рис. 4

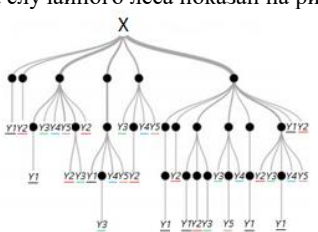


Рис. 5

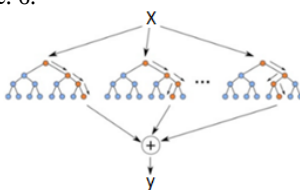


Рис. 6

Помимо классификационных алгоритмов, описанных выше, существуют регрессионные. Самый простой регрессионный алгоритм – линейная регрессия – модель, описывающая поведение данных по линейному закону. Часто такая модель не применима, так как, во многих реальных задачах данные описываются нелинейным законом. В таком случае применяют полиномиальную регрессию, в которой можно задавать степень полинома, чтобы более точно предсказывать поведение.

Стоит отметить, что описанные методы классификации могут применяться и в задачах регрессии, что будет показано в практических примерах. Для регрессионных методов аналогичное утверждение не верно.

Применение алгоритмов для решения задач классификации

Для применения алгоритмов первой была выбрана задача определения точки доступа, в зависимости от принимаемой мощности сигнала и пространственных координат принимающего устройства [3].

В наборе данных содержатся переменные: метки точек доступа, которые могут принимать одно из четырех значений (A, B, C, D), уровень принимаемой мощности, характеризующийся величиной RSSI (Received Signal Strength Indicator), выражаемой в dBm; двумерные координаты точек, в которых производились замеры.

Точность используемой модели для предсказания данных оценивалась отношением количества правильно предсказанных данных к размеру всего набора данных. Точность алгоритмов для данного примера приведена в табл. 1.

Табл. 1

Модель	Метрика - Точность
Дерево решений	0.86
Случайный лес	0.86
К-ближайших соседей	0.85
SVM	0.71
Логистическая регрессия	0.44
LDA	0.43

Для применения методов в реальных задачах был установлен порог точности в 0.75. Наивысшие значения точности показали алгоритмы: дерево решений, случайный лес, К-ближайших соседей.

Применение алгоритмов для решения задач регрессии

Следующей решалась задача предсказания PL выражаемой в dB в произвольной точке пути по значениям геометрических параметров её положения.

Набор данных содержит: значения PL, значения расстояний от передатчика до приёмника, геометрические параметры пути: радиус поворота, направление поворота, величина уклона, направление уклона и другие.

В первом походе данная задача решалась как задача регрессии, то есть выходными значениями будут вещественные значения PL. Для оценки методов в этом случае использовалась метрика R2, равная отношению дисперсии предсказанных данных к дисперсии исходных данных.

Многие методы, рассмотренные ранее подходят для решения задач как классификации, так и регрессии, поэтому данная задача также решалась и как задача классификации. Для этого сделаны следующие допущения: погрешность предсказания PL составит 1 dB, то есть, итоговые значения PL будут целочисленными. При таком подходе использовалась та же метрика, что и в первой задаче.

Результаты применения обоих подходов представлены в табл. 2.

Табл. 2

Модель	Метрика – R2 параметр	Метрика - Точность
SVM	0.99	0.71
Случайный лес	0.99	0.93
К-ближайших соседей	0.99	0.94
Логистическая регрессия	1	0.8

По значениям метрики R2, близкому к 1, можно сделать вывод, что модели хорошо применимы для решения задач регрессии. По значениям метрики точность видим, что модели хорошо применимы для решения задач классификации. Эти выводы подтверждаются графически на рис. 7. На рисунке представлен набор реальных данных и предсказанных, видно, что при точности предсказания 0.71 модель предсказывает данные, но присутствует отклонение предсказания от реальных данных, а при точности 0.93 данные хорошо согласуются.

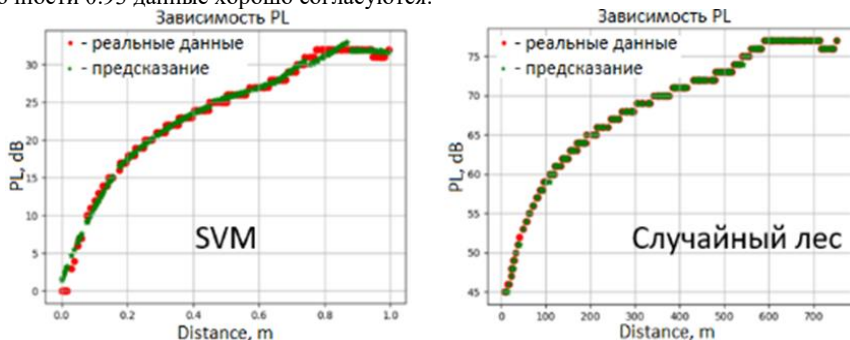


Рис. 7

Заключение

Были изучены основные подходы и методы машинного обучения. Изученные методы были применены на двух радиофизических задачах. Полученные результаты показывают высокую точность, следовательно, изученные методы могут быть применены для решения реальных задач.

- [1] Мюллер А., Гвидо С. Введение в машинное обучение с помощью Python. Руководство для специалистов по работе с данными. – СПб: ООО «Альфа-книга», 2017, 480 с.
- [2] Le J. The top 10 machine learning algorithms every beginner should know. URL: <https://builtin.com/data-science/tour-top-10-algorithms-machine-learning-newbies>
- [3] Malekpour A. Indoor location determination with RSSI. URL: <https://www.kaggle.com/amirma/indoor-location-determination-with-rssi>

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТОКОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ТОКУ МОДУЛЯТОРА ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДКМВ ДИАПАЗОНА

А.Р. Сабиров

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Как сейчас, так и раньше, стоит задача повышения эффективности передающего устройства ДКМВ диапазона. Применение способа раздельного усиления составляющих высокочастотного сигнала помогает решить эту проблему, но накладывает некоторые условия на режимы работы передатчика [1].[1]

Ключевой режим работы не позволяет усиливать колебания переменной амплитуды, поэтому как раз необходимо использовать модулятор в низкочастотном (НЧ) тракте усилителя. НЧ тракт представляет собой усилитель постоянного тока огибающей, который построен с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и работает в ключевом режиме. Частота ШИМ приближается к 400 кГц, что тем самым требует быстроедействие цепей обратной связи, как минимум до 1 МГц. Отсюда вытекает проблема со считыванием тока индуктора в цепи обратной связи по току.

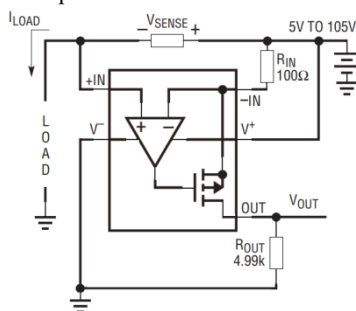


Рис. 1

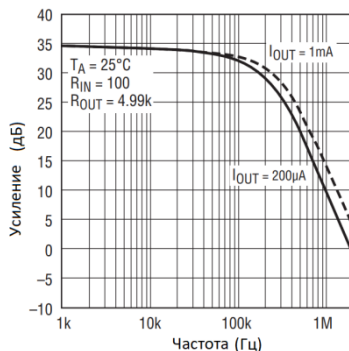


Рис. 2

Применение универсальных решений высоковольтных усилителей с измерением тока позволяет компактно и удобно разместить микросхему на печатной плате. На рис. 1 представлена принципиальная схема подключения, на первый взгляд она проста и легка в использовании. Микросхема контролирует ток через напряжение на внешнем измерительном резисторе (шунтирующем резисторе). Внутренняя схема преобразует входное напряжение в выходной ток, позволяя преобразовать небольшой сигнал считывания при высоком синфазном напряжении в опорный сигнал относительно корпуса. Низкое смещение постоянного тока позволяет использовать небольшой шунтирующий резистор и большие резисторы регулировки усиления. В результате потери мощности в шунте уменьшаются.

Максимальное входное напряжение считывания 500 мВ позволяет контролировать широкий диапазон токов. Частотная характеристика на рис. 2 наглядно показывает, что не хватает быстрогодействия отклика, что понижает точность сигналов для предупреждений о токе нагрузки и управления защитой от отключения.

Один вариант решения данной проблемы – собрать подобную схему на дискретных компонентах самостоятельно, используя более высокочастотные компоненты. Важной особенностью выбора операционного усилителя, является способность работы в так называемом режиме «Rail to Rail», так как снимаемое падение напряжения на V_{sens} находится на уровне близком к напряжению питания.

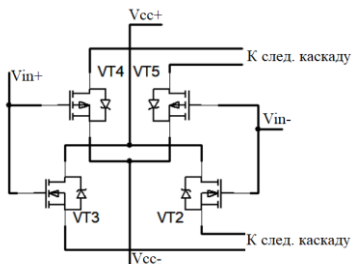


Рис. 3

При более высоких значениях V_{sens} Р-канальным транзисторам не хватает напряжения на затворе, и сигнал скачком перенаправляется к N-канальным ключам.

Другим вариантом решением проблемы является использование токового трансформатора, что является стандартом для точного измерения тока в приборостроении и

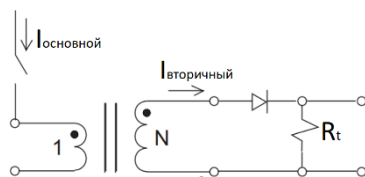


Рис. 4

Измерительный трансформатор – представляет собой понижающий трансформатор, предназначенный для преобразования тока большой величины до значения, удобного для измерения. Для вычисления значения резистора (R_t) используется следующая формула $R_t = V_{вых} N / I_{осн_пиковый}$, где $V_{вых}$ – необходимый уровень напряжения для измерения, N – число витков вторичной обмотки, $I_{осн_пиковый}$ – максимальный измеряемый ток.

Не забудем о такой особенности любого преобразователя напряжения в режиме работы с фиксированной частотой, как нестабильность внутренней токовой петли обратной связи, работающего с коэффициентом заполнения более 50 %, независимо от состояния контура обратной связи по напряжению. При введении небольшого уровня компенсации наклона во внутренний контур, стабильность будет достигнута для всех значений рабочего цикла [3].

Нестабильности токовой петли обратной связи заключается в том, что при высокой выходной мощности коэффициент заполнения рабочего цикла становится 50 % и больше индуктор уходит глубоко в режим непрерывных токов и "крутизна" этой пилы

На рис. 3 показан входной каскад rail-to-rail, который содержит по паре N-канальных и P-канальных транзисторов. P-канальные полевые транзисторы отвечают за работу с сигналами от потенциала земли в случае с однополярным питанием. N-канальные полевые транзисторы работают с сигналами до положительного напряжения питания. Большинство подобных двухкаскадных ОУ разработано таким образом, что переключение между активными каскадами происходит при напряжении на 1,3 В ниже положительного напряжения питания.

в других областях применения высоконадежного оборудования является трансформатор тока. Трансформатор точен, прост в применении, судя по схеме его включения на рис. 4, и надежен, но при этом имеет гораздо большие габаритные размеры, поэтому придется пожертвовать компактностью и удобством размещения на печатной плате.

сильно уменьшается (уменьшается скорость нарастания тока дросселя). Когда ток на нагрузку очень большой, импульс тока имеет практически плоскую прямоугольную форму. При этом компаратор управляющей широтно-импульсной модуляцией не может точно определить, когда именно ему срабатывать. Схема, изображенная на рис. 5, помогает избежать неустойчивости рабочего цикла при коэффициенте заполнения больше 50 %.

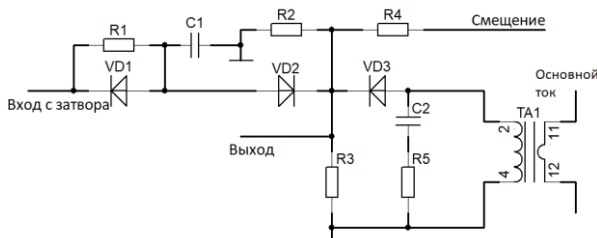


Рис. 5

Добавление в схему модулятора токового трансформатора и схемы компенсации наклона позволило сформировать не искаженный токовый сигнал с индуктора, что существенно улучшило энергетические характеристики, повысило стабильность работы на всех уровнях рабочего цикла, а именно уменьшило количество отказов работы в процессе настройки и регулировки до нуля.

От модулятора напрямую зависит линейность выходного сигнала усилителя [4], поэтому на согласование модулятора с усилителем, который представляет собой нелинейную нагрузку, обращено особое внимание, чтобы радиостанция удовлетворяла жестким требованиям по качеству выходного сигнала, предъявляемым к передатчикам специализированных систем связи и управления. Принятые схемотехнические решения позволяют использовать разработанный блок в составе мощных радиопередающих устройств.

- [1] Шахгильдян В. В. Радиопередающие устройства, 3е издание. – Москва: Радио и связь, 2003, 342 с.
- [2] Варламов О. В. // T2Comm – Telecommunications and Transport» magazine. 2011. № 9. С. 45.
- [3] Texas Instruments Incorporated. Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter / Texas Instruments Incorporated. – MERRIMACK, NH 03054, Application Note, Cop. 1999.
- [4] Сабиров, А. Р. // В кн.: Труды XXIII научной конференции по радиофизике, посвященной 100-летию со дня рождения Н.А. Железцова. / под общ. ред. В. В. Матросова. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2019. С. 271.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ И ОПТИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ТИПА «ПТИЦЫ» ПО ТРАЕКТОРНЫМ ПРИЗНАКАМ

Е.С. Фитасов¹⁾, Д.А. Пальгуев¹⁾, А.Б. Борзов²⁾, Д.А. Васильев²⁾,
О.С. Носкова¹⁾, К.Н. Пиунов¹⁾

¹⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾МГТУ им. Н.Э. Баумана

Введение

В последние 10-15 лет началось бурное развитие беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Одной из основных тенденций в развитии БПЛА является сокращение массогабаритных характеристик, вследствие чего в настоящее время при обнаружении БПЛА радиолокационными станциями возникает проблема их идентификации на фоне птиц. Это, в первую очередь, обусловлено схожестью сигнальных параметров БПЛА и птиц: ЭПР, скорости полета, высоты полета и др. Исходя из этого, для обнаружения БПЛА на фоне птиц предлагается использовать анализ траекторий сопровождаемых объектов.

Модель движения птицы

В общем случае модель движения птицы можно представить, как хаотичное движение в пространстве (см. рис. 1). Говоря другим языком, будем считать, что птица в своем движении не имеет конкретного курса хотя бы на некоторых масштабах времени, то есть ее курс является случайной величиной.

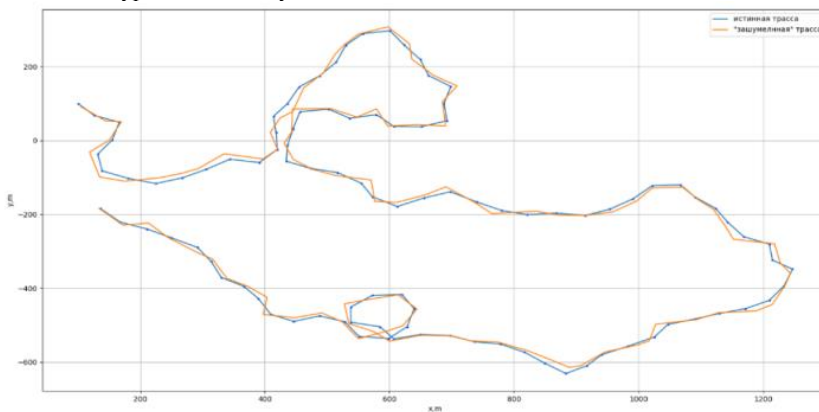


Рис. 1

Траектория птицы может быть представлена следующей моделью движения. **Курс птицы** – случайный процесс, подчиняющийся некоторому закону распределения. **Скорость птицы** также случайный процесс, подчиняющийся нормальному распределению.

Модель движения БПЛА

При моделировании траектории БПЛА будем исходить из того, что БПЛА при своем движении ограничен в ресурсах и имеет определенную цель полета. Следовательно, траектория БПЛА в основном состоит из участков прямолинейного движения много большей длительности по сравнению с траекторией птицы. Однако стоит учесть, что на БПЛА могут оказывать воздействие такие природные явления как ветер и др. В таком случае, будем считать, что при своем движении БПЛА может также испытывать флуктуации курса и скорости, однако модуль этих случайных отклонений меньше, чем для траекторий птиц.

Алгоритм селекции воздушных объектов типа «птицы» по траекторным признакам

Алгоритм селекции состоит из следующих составных частей: 1) определение наличия маневра и его типа; 2) проверка принадлежности сопровождаемого объекта к определенному типу; 3) выдача типа сопровождаемого объекта.

Маневры предлагается разделить на **плавный** маневр и **резкий** маневр.

Резкий маневр – курс объекта изменяется на большую величину за 1 обзор РЛС. **Плавный маневр** – курс объекта изменяется плавно, в течение нескольких обзоров РЛС. Именно это отличие в траекториях БПЛА и птиц является основой для построения алгоритма.

Процедура обнаружения резкого маневра основана на вычислении разности курса за последние два обзора. Решение о маневре принимается в том случае, если изменение курса превысило некоторый порог.

В основе процедуры обнаружения плавного маневра лежит аппроксимация линейной функцией в скользящем окне последних N измерений. Аппроксимация производится по методу наименьших квадратов.

Апробация алгоритмов на модельных данных

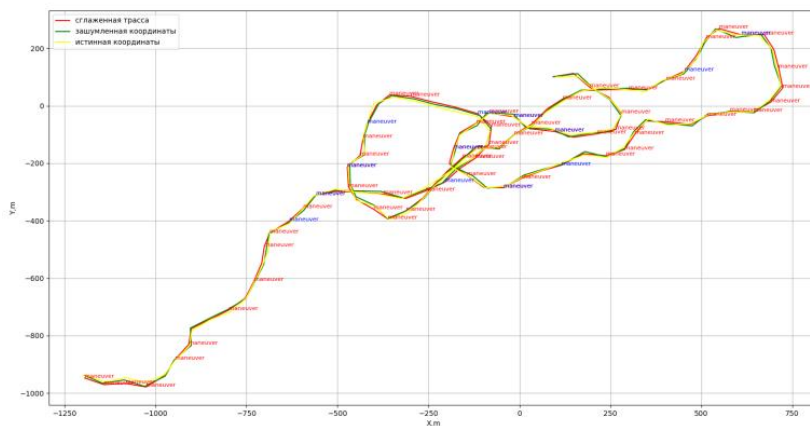


Рис. 2

На рис. 2 и 3 представлены результаты моделирования. Как видно из рис. 2 и 3, количество маневров, регистрирующихся на траектории птицы, значительно превышает число маневров, обнаруженных на траектории БПЛА.

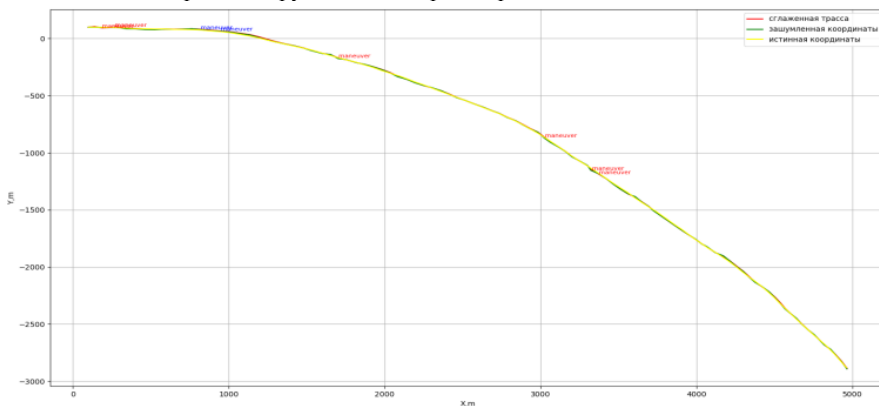


Рис. 3

Апробация алгоритмов на реальных данных

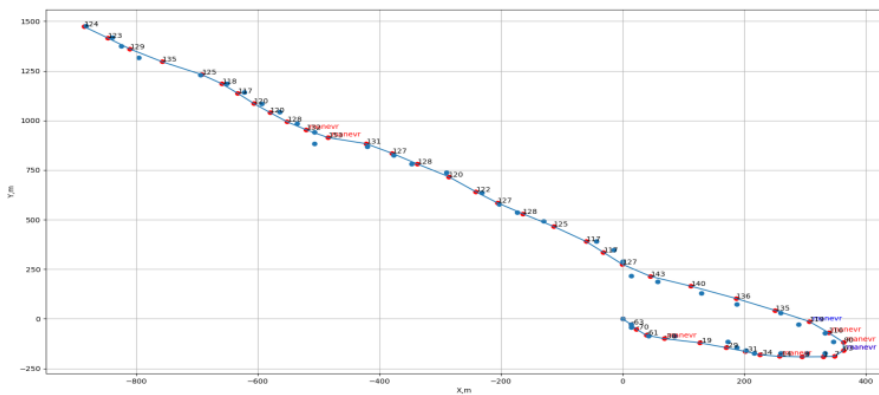


Рис. 4

На рис. 4 представлены результаты натурных экспериментов. В качестве регистрирующей РЛС использовалась трехкоординатная РЛС малой дальности кругового обзора L-диапазона и оптическая система. Как видно из рис. 4, на реальной траектории происходит обнаружение маневра. Алгоритм определения плавного маневра срабатывает только на том участке траектории, где происходит разворот БПЛА, а алгоритмы определения резкого маневра срабатывают там, где курс объекта меняется на достаточно большую величину – порядка 20 градусов.

Применение алгоритма сетевой обработки

В ряде случаев, например, тогда, когда БПЛА находится уже в ближней зоне и начинает часто маневрировать, по траекторным признакам сделать вывод о типе объекта будет затруднительно. В таком случае, точно определить тип сопровождаемого объекта могут оптические системы. Чтобы объединить данные от оптической и радиолокационной систем можно применить алгоритм сетевой обработки. При этом происходит объединение информации от нескольких источников, что в нашем случае позволяет объединять радиолокационную и оптическую информацию по конкретному объекту, а решение о типе объекта может принимать уже оптическая система. Также важно отметить, что алгоритм сетевой обработки позволяет работать с неполными пакетами данных и производить объединение по разным источникам данных.

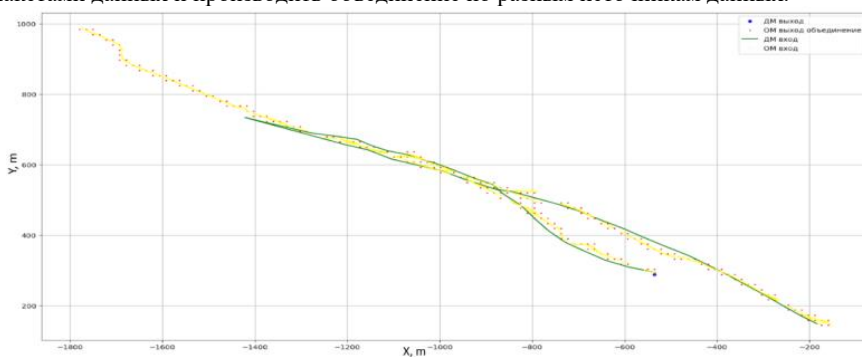


Рис. 5

На рис. 5 показано объединение информации от РЛС и оптической системы. На вход алгоритма сетевой обработки подаются данные с радиолокационного модуля (траектория зеленого цвета), оптического модуля (точки желтого цвета). На том участке, где траектории находятся близко друг к другу, происходит объединение данных по радиолокационному модулю (точки синего цвета), а там, где присутствуют данные только от оптической системы, происходит выдача данных от оптики.

- [1] Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986, 352 с.
- [2] Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: Пер. с англ. – М.: Радио и связь 1993, 320 с.
- [3] Пальгуев Д.А., Фитасов Е.С., Борзов А.Б., Павлов Г.Л., Васильев Д.А. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. Т. 38, № 2. С. 14.

СЕЛЕКЦИЯ ПОМЕХ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

М.А. Аникин^{1, 2)}, М.Ю. Квасников²⁾, В.В. Сатаев²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Филиал АО «Корпорация «Комета» – «КБ «Квазар»

Введение

Современные тенденции развития науки и техники уже не могут ограничиваться только одним разделом физики. В области систем приема/передачи информации становится актуальным разработка устройств на стыке различных областей. Например, таких как радиотехника и гидроакустика. Распространение гидроакустического сигнала имеет свои особенности, но в то же время, принципы приема и обработки акустического сигнала подчиняются тем же законам, что и при электромагнитном сигнале.

Статистические характеристики гидроакустических сигналов и помех имеют сложный, часто нестационарный характер [1–4]. Их параметры зависят от состояния океана: температуры воды, солености, глубины, наличия течений, погоды на его поверхности, строения дна, видового состава и численности биологических объектов, интенсивности судоходства и т. д. Определяющее значение имеют протяженность и ориентация предполагаемой линии связи между источником и приемником акустических сигналов.

Оценка помеховой ситуации всегда была важным аспектом [5,6] при разработке устройств приема/передачи. Разрабатывались даже специальные устройства для наблюдения за помеховой обстановкой [7].

Постановка цели и задачи

Распространение и прием гидроакустического сигнала всегда связан непосредственно со средой распространения. Обнаружение и прием сигнала будет существенно зависеть от характеристик среды распространения. [8]. Возникает необходимость исследования влияния помех, характерных именно для рассматриваемой среды. Исследуя влияние помех на прием сигнала можно сформировать следующие задачи:

- 1) Оценка перегрузочной характеристики входного тракта предварительной обработки сигнала.
- 2) Стойкость алгоритма приема к перегрузке.

Методы и результаты исследования

В условиях сложной помеховой обстановки гидроакустические приемные устройства должны обладать хорошей устойчивостью к помеховому воздействию на тракт предварительной обработки сигнала.

Возникает вопрос, какую длительность и уровень должна иметь импульсная помеха, чтобы ввести аналоговый тракт в режим ограничения сигнала и привести к потере информации?

На рис. 1 схематично изображена схема исследуемого тракта, являющаяся каскадом операционных усилителей, фильтров и усилителя ограничителя.

Входной сигнал переменного напряжения поступает в тракт для предварительной селекции принимаемого сигнала для последующей обработки алгоритмом приема.

При моделировании в схемотехническом редакторе Micro-Cap была построена электрическая схема входного тракта и проведен анализ переходной характеристики на каждом промежуточном звене.

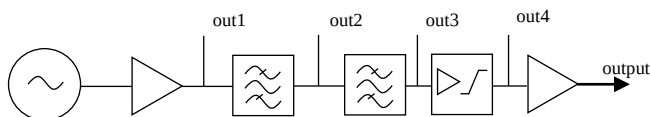


Рис. 1

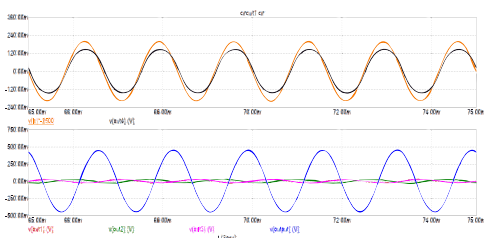


Рис. 2

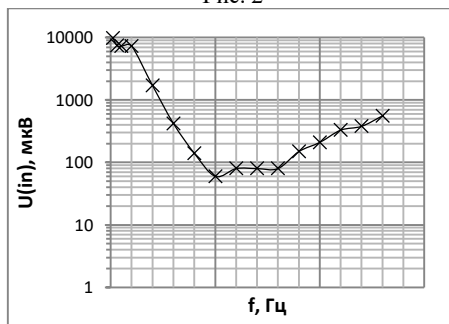


Рис. 3

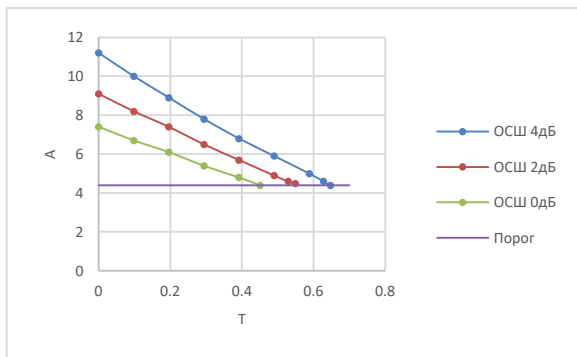
На рис. 2 показан результат моделирования во временной области прохождения сигнала через схему. Из графика видно, что быстрее всех в режим ограничения сигнала входит выход out4, что соответствует выходу усилителя-ограничителя при входном сигнале 80 мкВ.

Проведем моделирование в исследуемом частотном диапазоне. На рис. 3 построен график по результатам моделирования, который показывает чувствительность входного тракта к внешнему воздействию.

В данной части работы была решена первая часть задачи по оценке перегрузки входного тракта. Полученная перегрузочная характеристика позволяет численно определить, при каком уровне помех входной тракт устройства будет приводить к потере принимаемой информации.

Для решения второй части задачи, а именно определения стойкости алгоритма к перегрузке, мы воспользовались моделированием в прикладном пакете MatLab. Была реализована модель работы алгоритма приема на основе вычисления максимума функции неопределенности, а также был написан модуль, формирующий сдвиговыми регистрами ПСП сигнал, являющийся

ся символом алфавита, сгенерирован аудиофайл ФМ сигнала, в котором мы можем менять основные параметры и подавать этот аудиофайл на вход алгоритма приема.



Имитируя воздействие помехи на смесь полезного сигнала и шума мы пошагово убирали определенное количество бит из полезного сигнала, тем самым меняя длительность воздействия помехи на сигнал. Задавая различное отношение сигнал/шум, а именно: +4 dB, +2 dB, 0 dB мы провели серию измерений максимума приема и построили графики, где:

Рис. 4

$$T = 1 - \frac{n_{max} - n}{n_{max}} \quad (1)$$

А – значение накопленного максимума функции неопределенности на эквалайзере;
 n_{max} – длина информационной последовательности (равна 255 бит);
 n – количество бит, которые удаляются.

Зная длительность одного символа ПСП, по полученным данным можно сделать вывод, что максимально возможное время воздействия помехи составляет 7.425 с, 6.3 с и 5.175 с для ОСШ +4, +2 и 0 соответственно.

Выводы

Полученные результаты говорят о существенном влиянии помех на прием сигнала в гидроакустическом канале. Описанные выше два решения можно применить в качестве метода численной оценки влияния помех.

- [1] Тарасюк Ю. Ф. Гидроакустическое телеуправление. – Л.: Судостроение, 1985, 200 с.
- [2] Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. – Л.: Судостроение, 1981, 205 с.
- [3] Чверткин Е. И. Гидроакустическая телеметрия в океанологии. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1978, 148 с.
- [4] Филиппов Б.И., Чернецкий Г.А. // Вестник АГТУ. Сер.: Управление, вычислительная техника и информатика. 2015. № 3. С. 78.
- [5] Мирошников В.И., Будко П.А., Жуков Г.А. // Научно-технический журнал «Техника средств связи». 2019. № 3 (147). С. 2.

- [6] Устройство гидроакустического наблюдения за подводной сигнально-помеховой обстановкой // Патент России № 2309872. 2007. Бюл. № 31. / Антонов В.Н., Егоров А.В., Жилиев Е.А. [и др.].
- [7] Дерепя А. В. // Озброєння та військова техніка. 2016. № 2. С. 29.
- [8] Харкевич А.А. Борьба с помехами. – Москва: Наука, 1965, 276 с.

ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ЭКВИВАЛЕНТОВ МОЩНЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

А.К. Бритенков¹⁾, С.Б. Захаров²⁾

¹⁾ ИПФ РАН, ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Во многих приложениях гидро- и сейсмоакустики используются мощные низкочастотные гидроакустические излучатели (НЧИ) [1], излучающие акустическую мощность на уровне сотен и тысяч Вт. В докладе рассмотрены технические проблемы по разработке и изготовлению электрических эквивалентов НЧИ для настройки систем возбуждения и согласования мощных гидроакустических излучателей на базе пьезоэлектрических активных элементов без проведения дорогостоящих натурных испытаний [2]. Предложенные способы реализации эквивалента с плавной перестройкой по частоте для имитации излучения гидроакустических сигналов при изменении глубины НЧИ могут быть использованы в различных практических приложениях.

Схема замещения мощного гидроакустического НЧИ

Как правило, для настройки систем возбуждения в рабочей полосе частот используются схема замещения излучателя в виде последовательного колебательного контура с параллельно включённой статической ёмкостью активного пьезоэлектрического элемента, приведенная в работе [3].

Уровень создаваемого излучателем звукового давления при заданной чувствительности НЧИ по напряжению накладывает специфические требования на электрическую прочность

и процесс изготовления электрических эквивалентов мощных НЧИ с пьезоэлектрическим активным элементом [4]. Большинство излучателей ввиду роста гидростатического давления имеют дрейф резонансной частоты с ростом глубины (рис. 1).

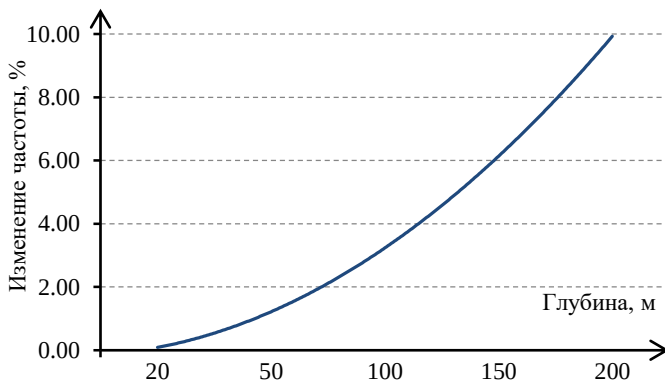


Рис. 1

Изменение гидростатического давления с глубиной вызывает также увеличение потерь при электроакустическом преобразовании, выражающемся в изменении сопротивления эквивалентной схемы НЧИ в рабочей полосе частот [5]. На рис. 2 показано изменение сопротивления эквивалентной схемы в рабочей полосе частот в зависимо-

сти от глубины мощного НЧИ продольно-изгибного типа [6] с пьезоэлектрическим активным элементом и компенсатором гидростатического давления.

Для имитации НЧИ электрический эквивалент должен иметь возможность перестройки частоты во время излучения. Общепринятых способов решения этой проблемы не существует, что связано с высокими уровнями действующих напряжений и токов в электрическом эквиваленте мощного НЧИ, а также с фундаментальными физическими ограничениями на параметры необходимой элементной базы [7], не позволяющей решить эту задачу напрямую.

Данные обстоятельства исключают тривиальное решение проблемы перестройки эквивалента с помощью распространённых методов на основе варикапов или варисторов. Требуемая электрическая прочность эквивалента, обусловленная действующими в нём напряжениями [4], осложняет осуществление механической перестройки частоты колебательного контура.

Для полной имитации режимов излучения НЧИ техническая реализация «прямого» эквивалента является сложной технологической задачей, где требуется дроссель большой индуктивности с высокой электрической прочностью. С помощью понижающего трансформатора [8] действующие на реактивных элементах эквивалента напряжения снижаются, однако пропорциональное увеличение тока требует решения, обеспечивающего управление электрической мощностью порядка десятков кВт [5].

Способ реализации эквивалента с плавной перестройкой по частоте во время имитации излучения с использованием набора конденсаторов

Управление изменением резонансной частоты возможно при помощи приведенного в работе [5] ступенчатого включения набора N конденсаторов, обеспечивающих вариацию $2N$ номиналов. Для моделирования НЧИ, где точность определения частоты составляет около 0,5 % и не превышает 1 Гц, для подстройки собственной частоты колебательного контура с учётом такой точности и характера её изменения (рис. 1), достаточно 3х дополнительных конденсаторов, обеспечивающих вариацию 16 состояний (значений ёмкости) при помощи управляющего дешифратора и электронных ключей. Распределение номиналов $C_1 - C_n$ в зависимости от величины дрейфа частоты $C_k = \alpha 2C_{k-1}$, где α – коэффициент, учитывающий максимальную разницу $f_{\text{рез}}$ НЧИ.

В качестве переключающих элементов в схеме плавно перестраиваемого электрического эквивалента НЧИ высокой мощности при помощи коммутации конденсаторов использованы работающие в ключевом режиме транзисторы.

Резонансная частота, определяемая параметрами колебательного контура:

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L^* C_k} - \frac{R^{*2}}{4L^{*2}}}, \quad (1)$$

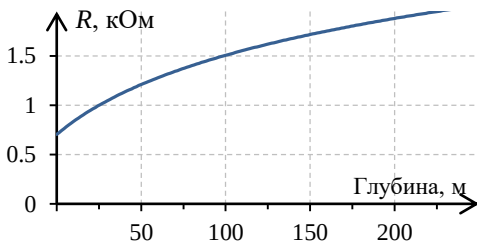


Рис. 2

где L^* – обусловленная присоединённой массой индуктивность, C_k – ёмкость, определяемая жёсткостью конструкции НЧИ и ёмкостью его активного элемента C_0 , причём

$$C_k = \frac{C_0 C^*}{m C_0 + C^*}, \quad (2)$$

m – коэффициент трансформации $Tr1$.

Основное преимущество такого способа перестройки частоты – простота схемотехнического решения, а недостатками являются необходимость точного подбора номинала конденсаторов, сложность моделирования контроллера для переключений $VT1$ – VTN при переходах в цепи C_1 – C_n тока через ноль, а также импульсные выбросы во время такого перехода.

Способ реализации эквивалента с плавной перестройкой по частоте во время имитации излучения с использованием гиратора

Ещё один способ реализации плавного изменения резонансной частоты во время имитации излучения – использование электрического аналога индуктивности (гиратора), в качестве которого используется усилитель класса D, поскольку на текущий момент для звукового диапазона существуют подобные усилители мощностью в десятки кВт. Развязка входной и выходной цепей гиратора осуществляется через делитель напряжения и оптопару (рис. 4).

Резонансная частота эквивалента определяется аналогично (1), где C_k выражается из (2), а L^* – включает в себя индуктивность рассеяния обмоток L_{1-II}

$$L^* = R_L R_{ЭБ} C_k + L_{1-II}, \quad (3)$$

а сопротивление потерь учитывает сопротивление делителя и электронного балласта

$$R^* = m^2 \frac{(R_L + R_1 + R_2) R_{ЭБ}}{R_L + R_1 + R_2 + R_{ЭБ}}. \quad (4)$$

Главными достоинствами такого способа являются отсутствие импульсных выбросов напряжения, снижение веса и габаритов, а также стоимости эквивалента. Од-

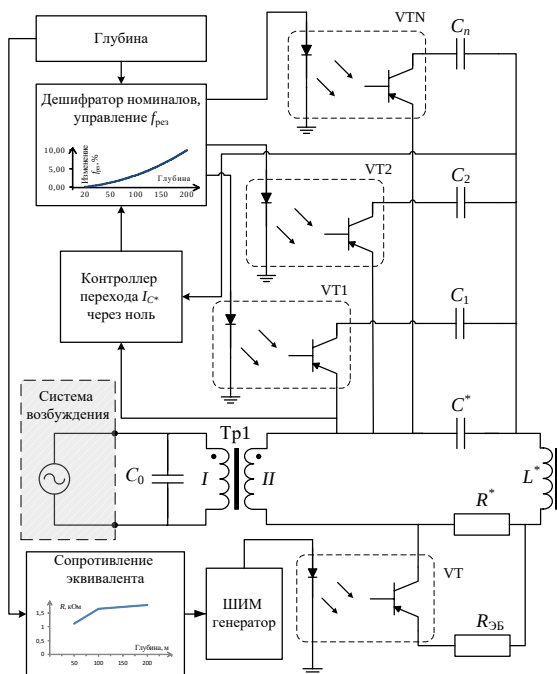


Рис. 3

нако такие недостатки, как узкий рабочий диапазон частот, большое активное сопротивление и нелинейная зависимость $f_{рез}$ требуют точной настройки управляющего процессора.

Заключение

Рассмотренные выше способы плавной перестройки частоты электрического эквивалента во

время имитации излучения в силу своих особенностей могут быть использованы при решении конкретной задачи. Однако в рамках апробации требуют не только моделирования, но и макетирования на существующей элементной базе.

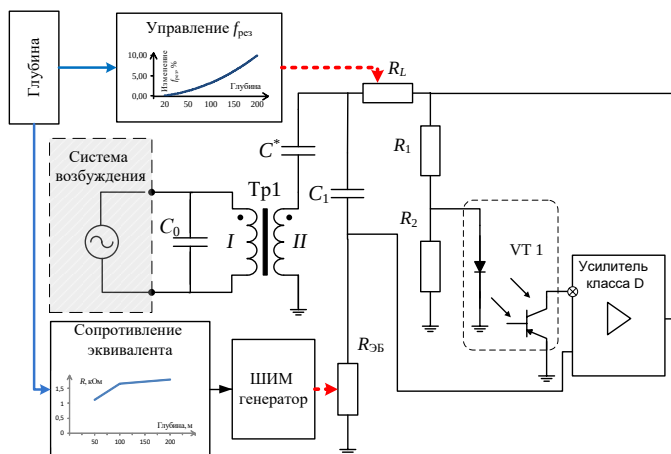


Рис. 4

- [1] Свердлин Г.М. Гидроакустические преобразователи и антенны. – Л.: Судостроение, 1980, 232 с.
- [2] Андреев М.Я., Боголюбов Б.Н., Ключин В.В., Рубанов И.Л. // Датчики и системы. 2010. № 12. С. 51.
- [3] Боголюбов Б.Н., Кирсанов А.В., Леонов И.И., Смирнов С.А., Фарфель В.А. // Гидроакустика. 2015. № 23(3). С. 20.
- [4] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Фарфель В.А., Смирнов С.Ю. Кушнерёв, Д.Н., Круглов Н.И. // Радиотехника. 2019. № 5(6). С. 129.
- [5] Бритенков А.К., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерев Д.Н., Куневич А.В. // В кн.: Тр. Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики "ГА-2020"». 21-25 сентября 2020 г. – Санкт-Петербург: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020. С. 529.
- [6] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Дерябин М.С., Фарфель В.А. // Труды МАИ. 2019. № 105. С. 1.
- [7] Параметры отечественных биполярных транзисторов. Электронный ресурс. Опубликовано: 22.02.2020. URL: <https://cxem.net/sprav/sprav43.php>.
- [8] Бритенков А.К., Боголюбов Б.Н., Смирнов С.Ю., Круглов Н.Ю., Кушнерёв Д.Н. Электрический эквивалент гидроакустического преобразователя. Патент RU 2726222.

ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНЫХ СВОЙСТВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ФЛУКТУАЦИЯМИ ЧАСТОТЫ

Е.А. Федосеева¹⁾, О.Е. Кудряшова¹⁾, Е.В. Леговцова¹⁾,
В.В. Насонов²⁾, Е.С. Фитасов¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Существует ряд радиофизических задач, в которых требуется оценка когерентности принимаемого радиосигнала или самой радиоприемной системы. Например, оценка когерентности сигналов может использоваться в задачах приёма многоканальной радиолокационной системой отраженного от цели сигнала.

В радиотехнических приложениях понятие «когерентность» характеризует связь элементов одного и того же сигнала, определяя, тем самым, «жесткость» его структуры. [4, 7]. Когерентным является сигнал с закономерной фазовой структурой, то есть детерминированный сигнал. Некогерентные сигналы – это сигналы с нежёсткой структурой. К некогерентным сигналам относятся шум или смесь детерминированного сигнала с шумом. [3, 4]

В [7] было доказано, что в качестве меры когерентности можно постулировать энтропию распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы:

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

где $\lambda_{oi} = \frac{\lambda_i}{Sp \Phi}$ – нормированные собственные значения корреляционной матрицы (КМ) Φ ; $Sp \Phi$ – след КМ сигнала.

Когда принимаемый сигнал представляет собой сумму произвольного числа M некоррелированных сигналов $\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_M$ и собственного шума единичной мощности, его КМ Φ можно представить как сумму КМ:

$$\Phi = I + \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^* + \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^* + \dots + \mathbf{X}_M \mathbf{X}_M^*. \quad (2)$$

Был проведен анализ когерентных свойств радиолокационных сигналов при флуктуациях частоты. Модель входного процесса $\mathbf{X}$ в этом случае имеет вид [4]:

$$\mathbf{X}_\phi = (e^{-j((f+f_1)T)}, e^{-j((f+f_2)T)}, \dots, e^{-j((f+f_N)T)})^*, \quad (3)$$

где $f_1, \dots, f_N$ – случайные частоты, распределенные по нормальному закону со среднеквадратичным отклонением (СКО) σ_f , T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов, f – частота Доплера, $*$ – знак эрмитова сопряжения.

Плотность вероятности мгновенной частоты нормального случайного процесса определяется выражением [5]:

$$W(q, f, \Delta f) = \frac{1}{2 \cdot \Delta f \cdot (1 + \frac{f^2}{\Delta f^2})^{\frac{3}{2}}} \cdot F_1 \left[\frac{3}{2}, 1, \frac{q^2}{2 \cdot (1 + \frac{f^2}{\Delta f^2})} \right] \cdot e^{-\frac{q^2}{2}}, \quad (4)$$

где Δf – величина, пропорциональная ширине полосы энергетического спектра случайного процесса, $F_1(\cdot)$ – вырожденная гипергеометрическая функция, $q^2 = \frac{a^2}{\sigma^2}$ – отношение сигнал-шум (ОСШ), f – мгновенная частота (производная фазы в фиксированный момент времени).

При $f^2 \ll \Delta f^2$ и $q^2 \gg 1$ распределение частоты является нормальным распределением [5].

Функция корреляции такого сигнала [5]:

$$R_f(t) = \exp \left\{ - \left(\frac{\Delta f^2 \cdot t^2}{4\pi} \right) \right\}. \quad (5)$$

Распределение (4) это пример распределения случайной величины, дисперсия которой не существует [5]. Это обстоятельство усложняет анализ оценки когерентности сигналов с флуктуациями частоты.

Тогда в качестве числовой характеристики распределения частоты может быть принято среднее ее абсолютных значений [5]:

$$\sigma_f = m(f, \Delta f, q) = \Delta f \cdot F_1 \left[\frac{1}{2}, 1, -\frac{q^2}{2} \right] \quad (6)$$

При некотором фиксированном значении ширины полосы энергетического спектра Δf , распределение частоты будет соответствовать конкретному значению ОСШ q_0 .

Таким образом, значение энтропии детерминированного сигнала с флуктуациями частоты при ОСШ $q \rightarrow \infty$ будет стремиться к значению энтропии выражения (7) при фиксированном значении q_0 :

$$H(q) = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1) \quad (7)$$

– это энтропия аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума *без флуктуаций параметров*.

$$H_1^{min}(q) = H(q_0)$$

Значения ОСШ q_0 определяются из выражения:

$$2 \cdot m(\Delta f = 1, q_{0n}) = \frac{n \cdot \Delta f}{\sqrt{2\pi}} \quad (8)$$

С помощью математического моделирования в Mathcad была построена зависимость энтропии от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума для различных значений случайной частоты:

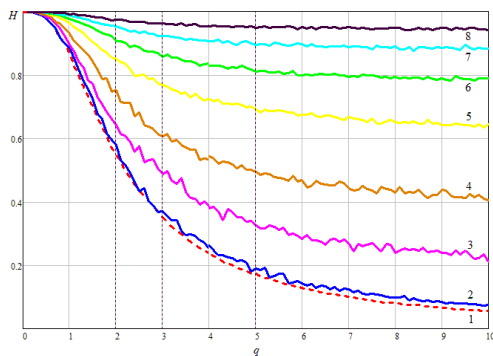


Рис. 1

Взяты различные значения среднеквадратичного отклонения случайной фазы. Кривая 1 – $\sigma_f = 0$; 2 – $\sigma_f = 0.3\Delta f$; 3 – $\sigma_f = 1\Delta f$; 4 – $\sigma_f = 2\Delta f$; 5 – $\sigma_f = 4\Delta f$; 6 – $\sigma_f = 6\Delta f$; 7 – $\sigma_f = 8\Delta f$; 8 – $\sigma_f = 10\Delta f$. Пунктирной линией показана энтропия процесса без флуктуаций частоты.

Из графиков видно, что при значениях СКО $\sigma_f = 0.3\Delta f$ (кривая 2) флуктуациями частоты можно пренебречь, т.е. сигнал можно считать когерентным. А при частотных флуктуациях $\sigma_f = 10\Delta f$ (кривая 8) энтропия стремится к значению $\ln(N)$, т.е. процесс становится полностью некогерентным.

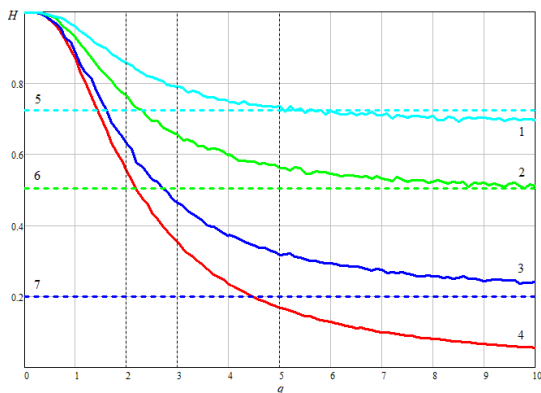


Рис.2

На рис. 2 также показаны результаты моделирования энтропии аддитивной смеси детерминированного сигнала с флуктуациями частоты и гауссового шума (кривые 1,2,3). Значения ОСШ q_1, q_2, q_3 соответствуют флуктуациям частоты $\sigma_{f1} = \Delta f, \sigma_{f2} = 2\Delta f, \sigma_{f3} = 3\Delta f$.

Кривая 4 соответствует аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума *без флуктуаций*. Прямые 5, 6, 7 соответствуют значению $H_1^{min}(q) = H(q_{0n})$, к которому стремится энтропия детерминированного сигнала со случайной частотой при ОСШ $q \rightarrow \infty$.

Таким образом, энтропия распределения сигнала по собственным подпространствам корреляционной матрицы позволяет получить количественную и информативно ёмкую оценку степени когерентности сигналов, что является достаточно актуальной задачей для широкого спектра радиофизических приложений.

- [1] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1967, 660 с.
- [2] Ермолаев В.Т., Сорокин И.С., Флакман А.Г., Ястребов А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 12. С. 1083.
- [3] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982, 624 с.
- [4] Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д.Ширман, В.Н.Манжос. М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
- [5] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. 2-е., перераб. М.:Сов. радио, 1974, 552 с.
- [6] Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. М.: Советское радио, 1968, 468 с.
- [7] Михеев П.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82.
- [8] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Современные методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решетками // учеб. пособие Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2008, с. 171.

ИСТОЧНИКИ ПОБОЧНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

В.Ф. Ключев, О.Е. Кудряшова, Е.В. Леговцова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Значительную сложность при исследовании побочного электромагнитного излучения (ПЭМИ) создаёт многообразие механизмов его возникновения. Рассмотрим некоторые из них.

Излучение линии

Рассмотрим линию, связывающую формирующее устройство (ФУ) и исполнительное устройство (ИУ) (рис. 1).

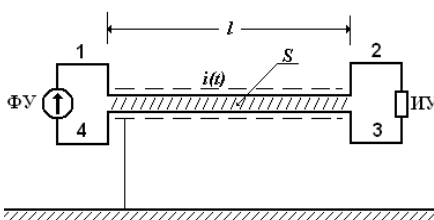


Рис. 1

Предположим, что линия представляет собой экранированную двухпроводную систему, а экран линии выполнен из неферромагнитного материала. С учётом прямого и возвратного токов контур 1-2-3-4 является рамочной антенной. Такая линия будет элементарным магнитным излучателем, если её длина l удовлетворяет условию [1]

$$l \ll c \frac{i}{di/dt} \approx c\tau, \quad (1)$$

где $i(t)$ — ток в линии, τ — длительность фронтов импульсов, в зависимости от реальных параметров импульсов величина $c\tau \approx (3 - 3000)$ м.

За счёт электростатического экрана электрическая компонента поля существенно ослабляется, а поскольку экран неферромагнитный, то магнитная компонента поля ослабляется незначительно.

Известно [1,2], что в зависимости от величины импеданса излучателя $z = \frac{V}{I}$, (где I, V — амплитуды тока и напряжения в линии), излучатель является низкоимпедансным ($z < z_0 = 377$ Ом) или высокоимпедансным ($z > z_0$). Вблизи низкоимпедансного излучателя преобладающим является магнитное поле, а вблизи высокоимпедансного — электрическое. Например, если $V=15$ В, $I=0,1$ А, то $z=150$ Ом, и такой излучатель относится к низкоимпедансному типу.

Антенный эффект

При наличии отверстий и щелей в корпусе электротехнической системы электрическое и магнитное поля ФУ выходят за пределы корпуса, создавая наводки на внешнюю поверхность экрана линии связи (рис. 2). В результате по поверхности кабеля протекает ток $i(t)$, и кабель выступает в роли излучающей антенной системы.

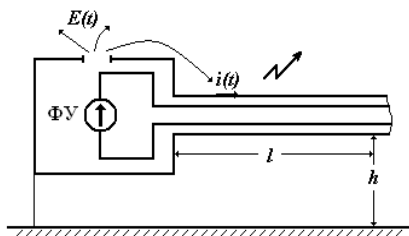


Рис. 2

Если линия располагается на высоте h над проводящей поверхностью, то согласно [1] диаграмму направленности излучения приближённо можно представить в виде

$$F(\varphi, \varepsilon) = F_1(\varphi) \cdot F_2(\varepsilon) \quad (2)$$

где φ – угол в горизонтальной плоскости, отсчитываемый от оси линии, ε – угол в вертикальной плоскости,

$$F_1(x) = \frac{\sin x}{x} \cdot \sin \varphi, \quad x = \frac{\pi l}{\lambda} (1 - \cos \varphi) \quad (\text{в}$$

режиме стоячей волны), $F_2(\varepsilon) = \sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda} \cdot \sin \varepsilon\right)$, l – длина линии, λ – длина волны.

Диаграммы направленности прямолинейного провода различной длины приведены на рис. 3 в режиме стоячей (а) и бегущей волны тока (б) [2], а на рис. 4 – диаграммы направленности в вертикальной плоскости при $\frac{h}{l} \approx 1$.

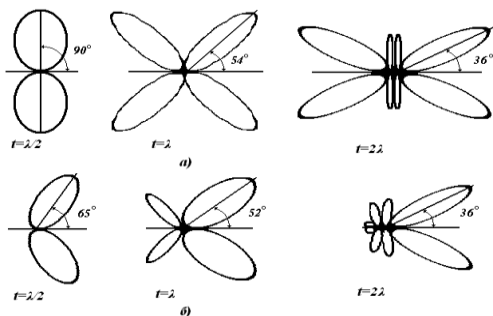


Рис. 3

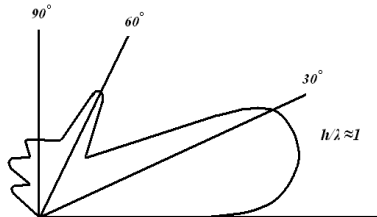


Рис. 4

Из приведённых результатов следует, что при экспериментальном исследовании уровня ПЭМИ следует учитывать изменение диаграммы направленности излучения в зависимости от частотного диапазона.

Излучение из отверстия корпуса

При наличии щелей и отверстий корпуса они являются «точечными» источниками излучения. Известно [3], что экранирующие свойства экрана при наличии отверстия определяются соотношением

$$A = \frac{E_1}{E_2} [\text{дБ}] \approx 20 \lg \frac{\lambda}{4\sqrt{S}} + 27 \frac{t}{l}, \quad (3)$$

где E_1 – электрическое поле внутри корпуса, E_2 – поле с внешней стороны, l [м], h [м] – длина и ширина отверстия, $S = l \cdot h$, t [м] – толщина стенки корпуса, λ [м] – длина волны.

Например, при $\lambda = 1$ м, $l = h = 1$ см, $t = 1$ мм величина $A = 30$ дБ.

При отсутствии отверстия экранирующие свойства корпуса характеризуются величиной $A = (80 - 120)$ дБ [3]. Следовательно, отверстия и щели в корпусе значительно снижают эффективность экранирования.

В соответствии с электродинамическим принципом дополнительности [1], отверстие в экране является антенной щелевого типа [2], а излучаемая ею мощность определяется соотношением

$$p \approx \frac{2\pi}{3} z_0 \left(\frac{H_1 S}{\lambda} \right)^2, \quad (4)$$

где $S = l \cdot h$ [м²] – площадь отверстия, H_1 [А/м] – магнитное поле в корпусе вблизи отверстия.

Плотность потока мощности излучения в полусфере на расстоянии r от отверстия

$$\Pi = \frac{P}{2\pi r^2} = \frac{1}{2} \frac{E_2^2}{z_0}, \quad (5)$$

где E_2 – амплитуда электрического поля на расстоянии r , согласно (4), (5) равная

$$E_2(r) \approx \frac{z_0 S}{r \lambda} \cdot H_1. \quad (6)$$

Излучение сетевых проводов

За счёт «паразитной» (обычно ёмкостной) связи ФУ с источником питания происходит наводка информативного сигнала на сетевые провода, которые становятся распределённой антенной системой. На рис. 5а показана схема связи ФУ с сетевыми проводами, на рис. 5б – эквивалентная схема для расчёта коэффициента передачи $K(f)$ напряжения ФУ на силовую сеть.

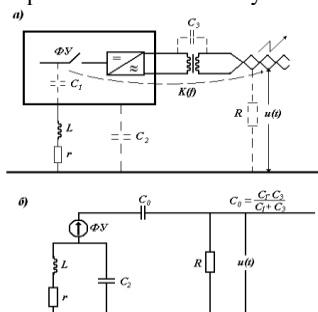


Рис. 5

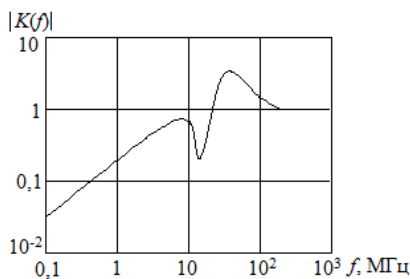


Рис. 6

На рис. 6 представлена частотная зависимость коэффициента передачи ПЭМИ в силовую сеть, которая рассчитывалась при следующих значениях параметров: сопротивление цепи заземления $r = 5$ Ом, индуктивность цепи заземления $L = 1$ мкГн, ёмкость ФУ относительно корпуса $C_1 = 100$ пФ, ёмкость корпуса относительно «земли» $C_2 = 100$ пФ, межвитковая ёмкость силового трансформатора $C_3 = 100$ пФ, волновое сопротивление сетевых проводов $R = 1$ кОм.

На частотах $f > 1$ МГц сигналы с ФУ проникают в силовую сеть, которая становится излучателем ПЭМИ. Частотная неравномерность коэффициента $K(f)$ (рис. 6) объясняется резонансными явлениями в контурах, образованных паразитными емкостями и индуктивностью сети.

Анализ показывает, что существует большое количество разнообразных механизмов генерации ПЭМИ. Относительный вклад каждого из механизмов зависит от особенностей конструктивного выполнения ФУ и линии связи.

Определение преобладающего механизма генерации ПЭМИ возможно на основе проведения соответствующим образом спланированных экспериментов.

Влияние конструктивных особенностей технических систем на уровень ПЭМИ

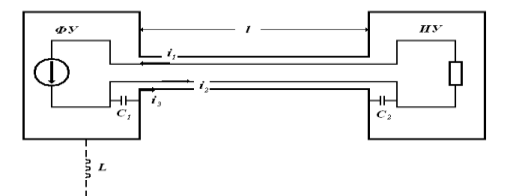


Рис. 7

индуктивность L . За счёт паразитных емкостей C_1, C_2 на экран линии наводится ток i_3 , который, протекая по оболочке соединительного кабеля, создаёт ПЭМИ.

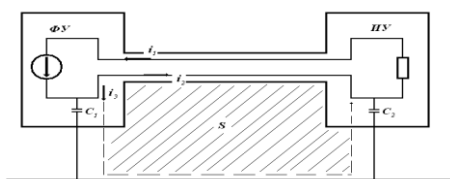


Рис. 8

контур площадью S обтекает ток i_3 и возникает «рамочный» механизм генерации излучения.

Проведенный анализ показывает, что измерение параметров ПЭМИ необходимо проводить после предварительного анализа электрических характеристик и конструктивных особенностей конкретных электро-технических устройств.

- [1] Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. – М.: Сов. радио, 1971, 664 с.
- [2] Драбкин А.Л., Коренберг Е.Б., Меркулов С.Е. Антенны. – М.: Радио и связь, 1995, 152 с.
- [3] Максимов Ю.Н., Сонников Б.Г., Петров В.Г. и др. Технические методы и средства защиты информации. – СПб.: Полигон, 2000, 320 с.

Конструктивное выполнение технических систем (ТС) оказывает решающее влияние на уровень полей ПЭМИ. В конструкции, показанной на рис. 7, один конец линии заземлён, однако цепь заземления имеет большую

При раздельном заземлении корпусов ФУ и ИУ (рис. 8), провода линии имеют емкостную связь с корпусом. В результате один из токов, протекающих по линии, разветвляется на два тока, причём $i_1 = i_2 + i_3$. Это приводит к тому, что

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ВИНТОМОТОРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДАМИ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ

С.А. Горев¹⁾, С.А. Козлов^{1, 2)}

¹⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾НИИ радиотехники (ННИИРТ)

Введение

Во многих современных прикладных задачах радиолокационная станция (РЛС) является основным, а иногда и единственным источником информационного обеспечения принятия решений. Особые требования в этом смысле при оценке воздушной обстановки предъявляются к РЛС поля боя вследствие ее высокой динамичности. Для решения этой задачи необходимо разрешить возникающие противоречие: адекватно оценивать воздушно-целевую обстановку в зоне ответственности РЛС при ограниченном времени на принятие решения. Своевременная и адекватная оценка обстановки невозможна без достоверного распознавания класса (типа) целей, особенно наблюдаемых на встречных (атакуемых) курсах и на максимальном удалении от РЛС.

Сравнение существующих гидроакустических маяков

Реализация предложенных алгоритмов классификации повышает вероятность распознавания ВЦ класса «Самолет с ВД» с 70% до 96%, а для класса «Вертолет» с 51% до 84% по сравнению с традиционным алгоритмом, основанным на быстром преобразовании Фурье (БПФ) в малогабаритной РЛС малой дальности, разработанной в ОАО «Федеральный научно-производственный центр «Нижегородский НИИ радиотехники».

Исследование возможности использования методов сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции

В этом эксперименте была получена трасса ЛА, образованная эхосигналом от цели, летящей в направлении на РЛС.

Данные обрабатывались тремя методами. Классический метод – метод быстрого преобразования Фурье (БПФ), основанный на обычном преобразовании Фурье. И два метода относящихся к методам сверхразрешения (СР). Метод MUSIC, в основе которого лежит проекция собственных векторов автокорреляционной матрицы подпространства сигнала на подпространство шума. И метод прямого и обратного предсказания (ПОЛП), относящийся к классу авторегрессионных методов.

Необходимая информация о цели находится в спектре отраженного сигнала. Из теории известно, что при четном количестве вращающихся элементов (в данном случае лопасти винтового двигателя), в спектре сигналадополнительные спектральные компоненты появляются парно на эквидистантном расстоянии относительно планерной составляющей.

Трасса самолета Як-52 содержала 71 обзор. По полученным результатам обработки тремя методами была собрана статистика (табл. 1).

Табл. 1

	БПФ	Методы СР
Обзоры с разрешением	50	68
Процент разрешения	70%	96%

В следующем эксперименте участвовал вертолет Robinson R44. Помимо несущего винта (из двух лопастей) в конструкции предусмотрен рулевой винт, так же из двух лопастей. Лопасты несущего винта изготовлены из двух половин алюминиевой обшивки приклеенных к D-образному толстому лонжерону из нержавеющей стали.

Как и в первом эксперименте осуществлена обработка полученных данных тремя методами. Регистрировалось две трассы с общим количеством обзоров 212. Статистика по каждому методу приведена в табл. 2.

Табл. 2

	БПФ	Методы СР
Обзоры с разрешением	109	177
Процент разрешения	51%	84%

В спектре отраженного эхосигнала от винтомоторного ЛА класса вертолет будут присутствовать квазисимметричные модуляционные составляющие относительно планерной уже от двух четырех лопастей, что приведет к изменению спектральной структуры сигнала.

Критерием разрешимости спектральных пиков является провал между спектральными пиками по мощности в 2 раза, что равносильно 3дБ. Так же важным условием разрешения служит уровень максимума разрешенного пика: для БПФ не ниже 13-15 дБ, для методов сверхразрешения в районе 20-30 дБ.

Выводы

В рамках данной работы были обработаны данные двух натурных экспериментов и сделаны следующие выводы:

- 1) При обнаружении ВЦ класса «Винтовой ЛА» на встречных курсах наблюдается эффект пропеллерной модуляции, который заключается в появлении нескольких локальных максимумов в принимаемом от винтового ЛА сигнала, обусловленных отражением от динамических элементов конструкции ВЦ.
- 2) Современные методы спектрального оценивания: проекционный метод MUSIC и авторегрессионный метод ПОЛП преодолевают релеевский предел и способны обнаруживать гармонические составляющие вторичной модуляции
- 3) Результаты эксперимента показали, что применение рассмотренных методов СР позволило повысить эффективность обнаружения модуляционных признаков сигнала в 1,5 раза. Существует возможность использования методов сверхразрешения в качестве повышения вероятности обнаружения цели и определения ее класса.

[1] Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. / под ред. И. С. Рыжака. — М.: Мир, 1990, 584 с.

- [2] Справочник по радиолокации: в 4 т. Т. 1. Основы радиолокации: Пер. с англ. / под ред. Я. С. Ицхоки. – М.: Сов. радио, 1976, 456 с.
- [3] Слюсарь Н. М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. Монография. / Н. М. Слюсарь. – Смоленск: ВА ВПВО СВ РФ, 2006, 153 с.
- [4] Ширман Я.Д. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование / Я.Д. Ширман, С.А. Горшков, С.П. Лещенко [и др.] // В Сб.: «Радиолокация и радиометрия», № 2, Радиолокационное распознавание и методы математического моделирования, вып. III, 2000. С. 5.

ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ СДЦ В КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ МАЛОСКОРОСТНЫХ БПЛА

А.В. Новожилов¹⁾, С.А. Козлов^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ НИИ радиотехники (ННИИРТ)

Квазиоптимальная процедура обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами

Широкое распространение мини и микро БПЛА, в том числе в военном применении, требует от радиолокационных средств новых способов обнаружения на фоне помех. Здесь имеет место эффект маскирования полезного сигнала на фоне мощной пассивной помехи (например, местного предмета). Для надежного обнаружения БПЛА в этих условиях требуется исследования системы селекции движущихся целей (СДЦ).

Наиболее традиционным методом построения системы межпериодной обработки является схема на основе системы СДЦ на базе режекторных фильтров трансверсального типа с перестраиваемой частотной характеристикой с последующим накоплением азимутального пакета. Однако неравномерность АЧХ в полосе прозрачности режекторных фильтров приводит к дополнительным потерям в обнаружении полезного сигнала.

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала в малогабаритной РЛС предлагается квазиоптимальный способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [1, 2, 3].

В рамках данного исследования было проведено ряд натурных экспериментов при различных условиях с применением импульсно-доплеровской РЛС кругового обзора 1Л122-1Е (рис. 1) и БПЛА MATRICE 600 (рис. 2) в качестве воздушной цели. В ходе наблюдения за целью были получены трассы, образованные сигналом, отраженным от БПЛА летящей в направлении и от РЛС.



Рис. 1



Рис. 2

- | | |
|---|---|
| - рабочая длина волны – 0,23 м; | - максимальная скорость – 18 м/с; |
| - темп обзора антенной решетки – 2 с; | - взлётный максимальный вес 15 кг; |
| - количество импульсов в азимутальной пачке (размер выборки) – 256 импульсов. | - эквивалентная площадь рассеяния <0,1 м ² |
| | - материал – карбон |

Результат работы СДЦ показан на графиках. На рис. 3 видна помеха большой амплитуды от местных объектов и на ее фоне цель практически не видна, с применением метода СДЦ помеха подавляется и сигнал от цели легко можно обнаружить пороговым фильтром (рис. 4).

Оценка данных для всех случаев была произведена по величине коэффициента подпомеховой видимости. Коэффициент подпомеховой видимости есть отношение величины помехи до применения СДЦ к величине помехи после применения данного метода. [4]

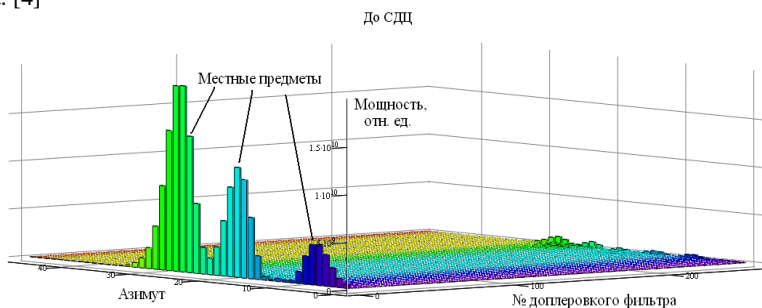


Рис. 3
После СДЦ

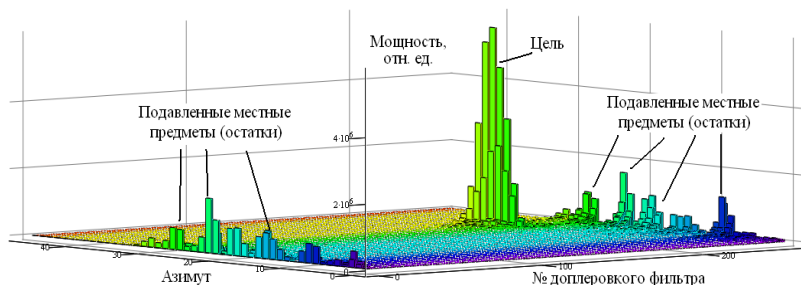


Рис. 4

Оценка данных для всех случаев была произведена по величине коэффициента подпомеховой видимости. Коэффициент подпомеховой видимости есть отношение величины помехи до применения СДЦ к величине помехи после применения данного метода. [4]

Была исследована зависимость величины режекции фильтра СДЦ в зависимости от соотношения количества нулей и шага между нулями при сохранении ширины фильтра. Так, были получены результаты для фильтров шириной $D = 15, 30, 45$ Гц (рис. 5).

Для всех случаев были показаны оптимальные соотношения количества нулей фильтра и шага по доплеровской частоте между фильтрами. После изменения параметров в сторону учащения расстановки нулей фильтра происходит насыщение и коэффициент подпомеховой видимости перестает расти. Так, сравнивая полученные

результаты со штатным режимом работы РЛС (5 нулей, с расстановкой через 3 Гц), можно сделать вывод, что если выбирать фильтр с оптимальным соотношением количества нулей и шага между нулями, можно получить прибавку в отношении сигнал/помеха в 6 дБ.

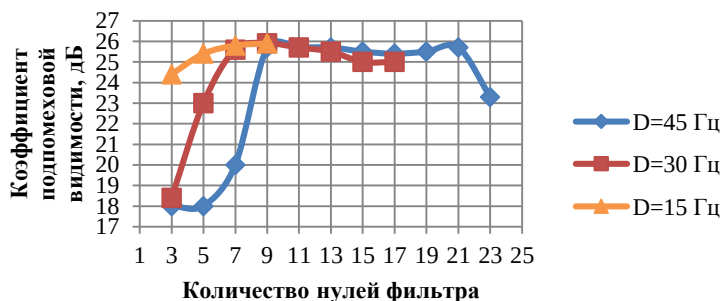


Рис. 5

Выводы

Таким образом, был проведен ряд натурных экспериментов по оценке эффективности метода СДЦ при разном количестве нулей и ширине шага расстановки нулей по частоте. На основе проведенного сравнения по коэффициенту подпомеховой видимости видно существенное увеличение вероятности обнаружения целей, это достигается при большем количестве нулей и меньшем шаге между нулями. Показателем увеличения эффективности может служить увеличение коэффициента подпомеховой видимости на 6 дБ. Этот результат может быть применен для расширения функций РЛС без изменения ее аппаратной части.

- [1] Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ): учебно-методический материал / В.И. Кривошеев. – Н. Новгород: ННГУ, 2006, 117 с.
- [2] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982, 624 с.
- [3] Абраменков В.В. // Радиотехника. 2002. № 12. С. 88.
- [4] Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей – М.: Радио и связь, 1986, с. 288.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЭРОЗОЛЬНОГО ЭФФЕКТА ПО ИЗМЕРЕНИЯМ И ЧИСЛЕННОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ

Е.К. Свечникова^{1, 2)}, Н.В. Ильин¹⁾, Е.А. Мареев^{1, 2)}

¹⁾*Институт прикладной физики Российской академии наук*

²⁾*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Численное моделирование состояния атмосферы обеспечивает более детальное описание конвективных явлений, чем возможно на основе только результатов наблюдений. Выбор параметров моделирования для интересующего региона и вида явления требует верификации, то есть сравнения результатов моделирования с данными измерений. В работе предложен метод верификации для задачи воспроизведения динамики развития и структуры конвективного явления. Оценка качества моделирования основана на сравнении промоделированного и измеренного распределения радиолокационной отражаемости. С помощью разработанной методики исследованы конвективные явления, наблюдавшиеся вблизи Исследовательской Станции Арагац (40.4715 N, 44.1815 E, 3200 м н.у.м.). Показано, что в условиях высокогорного региона аэрозольные частицы не имеют существенного влияния на развитие конвективных явлений.

Введение

Эволюция конвективных систем имеет вероятностный характер, что находит отражение в их численных моделях. Поведение и наблюдаемой системы, и модели содержит элемент случайности, поэтому модель принципиально не может в точности воспроизвести динамику конвективного явления. Мы ставим цель в первую очередь описать динамику, «паттерн», структуру конвективного явления, а не количественные значения отдельных величин в конкретные моменты времени. Другими словами, мы полагаем моделирование успешным, если промоделированное развитие конвективной структуры соответствует результатам измерений по пространственному размеру, временной длительности, скорости развития, направлению перемещения. Смещение структуры в пространстве или времени в пределах области моделирования мы полагаем допустимым и совместимым с высокой достоверностью моделирования.

Одним из параметров моделирования, описывающих свойства атмосферы, является концентрация аэрозольных (то есть – не водных) частиц в воздухе. Аэрозольные частицы являются ядрами конденсации водяных капель и ядрами кристаллизации твёрдых водных частиц. Основное влияние аэрозольных частиц на динамику облачности описывается вторым непрямым аэрозольным эффектом: образование жидких и твёрдых водных частиц в присутствии аэрозольных частиц происходит более активно, что ведёт к обилию мелких водных частиц и меньшему количеству крупных, чем образовалось бы без участия аэрозольных частиц. Мы оцениваем влияние аэрозольной нагрузки на развитие конвективных явлений в высокогорных условиях Арагац путём анализа результатов численного моделирования состояния атмосферы, выполненного при разных заданных начальных распределениях концентрации аэрозольных частиц.

Моделирование состояния атмосферы Численное моделирование конвективных явлений выполнено с помощью модели WRF (Weather Research and Forecasting Model) [1] с применением стратегии двух вложенных областей, с центром в месте расположения Исследовательской Станции Арагац. Размеры внешнего и внутреннего доменов: 2700×1800 км, 90×90 км, шаг сетки – 3 км и 1 км соответственно. Шаг по вертикальной координате при увеличении высоты меняется от 50 м у поверхности до 600 м на высоте 20 км. Для моделирования использованы микрофизические схемы MP8 – Thompson-2008 [2], не учитывающая процессы с участием аэрозольных частиц, и MP28 – Thompson-2014 Aerosol-aware [3], включающая описание таких процессов.

Верификация моделирования

Предварительная оценка качества моделирования сделана путём сравнения промоделированных и измеренных приземных значений температуры и давления, на основе данных из открытого архива Станции Арагац [4]. Рис. 1 и 2 показывают динамику приземных значений температуры и давления, по данным моделирования (зелёная кривая – результат моделирования с применением микрофизической схемы Thompson-2008 без учёта процессов с участием аэрозольных частиц, голубая кривая – с применением схемы Thompson-2014, учитывающей влияние аэрозольных частиц), результаты измерений (чёрные кривые), для конвективного явления 2016-06-11.

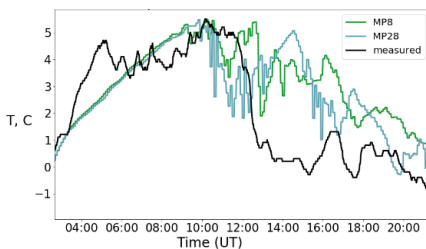


Рис. 1

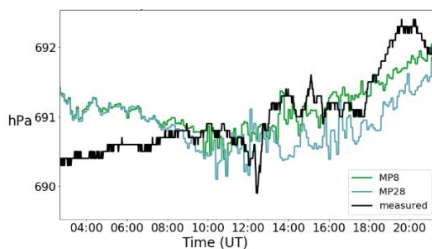


Рис. 2

Для определения достоверности моделирования структуры и динамики конвективных явлений требуется дополнительная верификация, позволяющая охарактеризовать качество описания пространственно-временной структуры, «паттерна» события. Для этой цели разработан метод верификации с использованием данных метеорадара, расположенного в 20 км от Станции [5]. Метод оценки качества моделирования основан на анализе промоделированного и измеренного распределения радиолокационной отражаемости, максимальной по столбу воздуха, в горизонтальной плоскости (далее – «максимальная отражаемость»). Каждой единице площади (здесь – 1×1 км в рассматриваемом квадрате 45×45 км) соответствует некоторое значение максимальной отражаемости, по данным моделирования и измерений. Разделив область значений отражаемости на равные интервалы (здесь – по 5 Дб), каждому интервалу поставим в соответствие относительную площадь (% от площади квадрата 45×45 км) с отражаемостью в этом интервале. Полученные значения нанесём на график «отражаемость-площадь». Форма полученной кривой позволяет судить о крупномасштабной струк-

туре конвективного явления. Систематические ошибки измерения и моделирования отражаемости приводят к меньшей информативности положения кривой «отражаемость-площадь» по оси «отражаемость». Относительное смещение графиков для моделирования и измерений на рис. 3 учитывает систематическую ошибку и выбрано путём минимизации разности зависимостей «отражаемость-площадь» для моделирования и измерений.

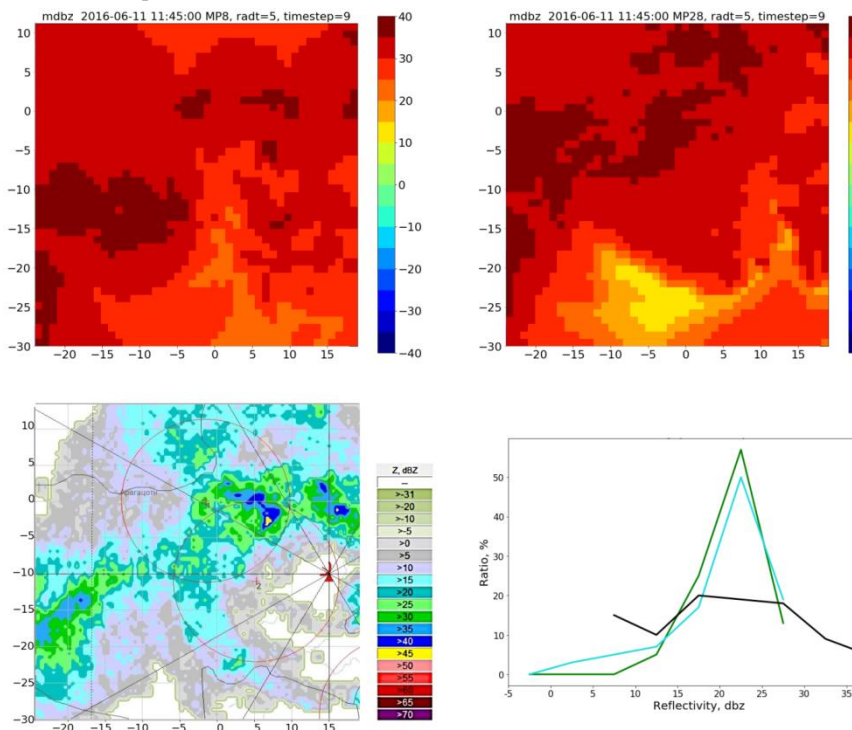


Рис. 3

Рис. 3 иллюстрирует сравнение промоделированного и измеренного распределения максимальной отражаемости в горизонтальной плоскости для 10:45 UT 2016-06-11. Верхний ряд рис. 3: результаты моделирования с применением микрофизических схем Thompson-2008 и Thompson-2014 (без учёта и с учётом влияния аэрозольных частиц). Нижний ряд рис. 3: – распределение отражаемости по данным метеорадара, зависимости «отражаемость-площадь» для данных метеорадара (чёрная кривая) и результатов моделирования (зелёная кривая – с применением микрофизической схемы Thompson-2008, голубая кривая – Thompson-2014).

Выводы

Разработанная методика верификации численного моделирования по данным метеорадара позволяет охарактеризовать качество моделирования крупномасштабного строения конвективного явления. Относительные площади, соответствующие различным значениям отражаемости, описаны с помощью зависимости «отражаемость-площадь». Форма кривой «отражаемость-площадь» является наиболее информативной характеристикой для верификации, так как воспроизвести в моделировании пространственный масштаб конвективного явления важнее, чем его форму, а относительное увеличение отражаемости – важнее, чем её абсолютное значение. Сопоставлены результаты моделирования с применением двух микрофизических схем – без учёта и с учётом влияния аэрозольных частиц. Сравнение приводит к выводу о малом отличии достоверности моделирования конвективных явлений в окрестности Станции Арагац при учёте и без учёта процессов с участием аэрозольных частиц. Слабое влияние аэрозольных частиц на формирование облачности в условиях Арагац ожидаемо ввиду низкой концентрации аэрозольных частиц в этом регионе (по результатам интерполяции данных измерений). Полученный вывод подтверждает оптимальность применения более простого способа описания микрофизических процессов для рассмотренного круга явлений. Разработанная методика пригодна для верификации моделирования на основе произвольных данных измерения распределения физической величины, обеспечивающих пространственно-временное разрешение, достаточное для поставленной задачи моделирования.

Благодарности

Авторы благодарят Р. Мкртчян и С. Овакимяна за предоставление радарных данных. Работа выполнена за счёт средств темы госзадания 0729-2020-0037.

- [1] WRF model, www.mmm.ucar.edu/weather-research-and-forecasting-model
- [2] Thompson, G., Field, P., Rasmussen, R., Hall, W. // Mon. Weather Rev. 2008. Т. 136. С. 5095.
- [3] Thompson, G., Eidhammer, T. // Journal of the Atmospheric Sciences. 2014. Т. 71. С. 3636.
- [4] Advanced data extraction infrastructure of Aragats Space Environmental Center, <http://crd.yerphi.am/adei>
- [5] Manual for MSL radar, http://elib.rshu.ru/files_books/pdf/img-515154150.pdf

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА КРИТИЧЕСКОГО ПУТИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИСПОЛНЯЕМЫХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПРОГРАММ

А.О. Щербак, М.Д. Букеев, Д.Р. Берсенёв

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Анализ производительности программ для ЭВМ очень важен во многих областях науки и техники. С появлением многопроцессорных систем возникла необходимость в оптимизации параллельных программ. В таких программах имеется начало, какое-то распределение по параллельным участкам, и далее – конец программы. Типичный вариант исполнения такой программы представлен на рис. 1. Параллельные участки исполняются на отдельных процессорах (ядрах) каждый из которых имеет один физический поток исполнения (с применением технологии hyperthreading – 2 потока). Абстракциями параллельно исполняющихся частей программы в современных операционных системах (ОС) являются процессы и потоки, которые ставятся в соответствие с физическими потоками каждого процессора 1×1 , $n \times 1$ или $n \times m$, где n – виртуальные потоки ОС, m – физические потоки исполнения [1]. В качестве простейшего примера использовались потоки по стандарту posix, которые реализованы в ОС Linux с помощью библиотеки native posix thread library (NPTL). Взаимодействие с NPTL реализовано с помощью библиотеки pthread на языке Си. Визуальное представление исполнения таких программ называется графом активности программы (рис. 1). Для построения графов активности программ реальных приложений необходимо анализировать временные интервалы, которые фиксируются в момент запуска потоков, завершения потоков, вхождения потоков в режим блокировки и ожидания и т. д.

Для анализа производительности существует множество различных методов и инструментов. Одним из таких методов является метод критического пути. В основе метода лежит определение наиболее длительной последовательности блоков, исполняемой параллельной программы от ее начала до окончания с учетом взаимосвязи. Части программы, лежащие на критическом пути, имеют нулевой резерв времени выполнения, и, в случае изменения их длительности, изменяется время исполнения всей программы. С помощью метода критического пути можно определить какую часть программы следует изменить с целью оптимизации, а какую можно не изменять, так как ее изменение не приведет к какому-то заметному выигрышу. Для применения метода необходимо построить граф активности программы, затем найти критический путь в графе.

Граф активности программы

Граф активности программы – ациклический, направленный мультиграф, который показывает длительность и взаимодействие исполнения активностей программы. Активность программы – последовательность инструкций, исполняемых в программе в одном блоке, где блок представляет собой одну из параллельных частей программы. Вершинами графа являются активности, а следующие за вершинами ребра – длительности этих активностей. Граф активности программы строится на данных, собранных во время исполнения программы. Для построения критического пути на графе нужно определить параметры старта и завершения каждой активности: *ES* (early start) – максимально возможный ранний старт, зависит от раннего финиша предшествующей

вершины, LS (late start) – максимально возможный поздний старт при котором время всей программы еще не меняется. Точки раннего старта и позднего старта активности образуют интервал, а нахождение старта активности в этом интервале не изменит время работы всей программы. EF (early finish) – ранний финиш, LF (late finish) – поздний финиш, выход за пределы LF увеличит время всей программы. Точки раннего и позднего финиша также образуют интервал, а нахождение финиша в этом интервале не изменит время всей программы. TS (total slack) – максимальное значение на которое можно отложить активность при условии, что общее время исполнения программы не увеличится. TS рассчитывается по следующей формуле: $TS = ES - LS = EF - LF$. Если $TS = 0$, то эта активность на критическом пути, следовательно любое изменение этой активности приведет к изменению времени работы всей программы.

Для наглядности рассмотрим пример программы, где имеется два независимых потока, схематично представленного на рис. 2. Внизу находится временная ось, на которой отмечены события, происходящие с потоками. Поток 2 находится на критическом пути, а поток 1 – нет. Поток 2 в конце активной работы ждет внешнего сигнала, поэтому он входит в режим блокировки. Измерения временных интервалов для всех параметров определялись с помощью временных замеров во время вызова функций библиотеки `pthread`, где: `pthread_create` – определяет старт потока, `pthread_exit` – завершение потока, время длительности самого потока – `pthread_exit - pthread_create`, `pthread_cond_wait` – время на которое можно отложить активность.

Тогда для потока 1:

$$ES1 = pthread_create1, \text{ а } EF1 = ES1 + (pthread_exit1 - pthread_create1) \rightarrow EF1 = pthread_exit1.$$

Для потока 2 ES и EF рассчитываются аналогичным образом: $ES2 = pthread_create2$, $EF2 = pthread_exit2$. Так как поток 2 находится на критическом пути, то его $LF2 = EF2 = pthread_exit2$, а $LS2 = pthread_exit2 - pthread_exit2 + pthread_create2 \rightarrow LS2 = pthread_create2$.

$$LS2 = ES2. \text{ Для потока 1 } LF1 = pthread_exit2 + pthread_cond_wait1,$$

$$LS1 = pthread_exit2 - (pthread_exit1 - pthread_creat + pthread_cond_wait1).$$

Применение метода критического пути к исследуемому приложению

Для применения метода было написано приложение, упрощенная блок-схема которого представлена на рис. 3. Все три потока создаются сразу, поток №1 и №2 выполняются параллельно, а поток №3 сразу же входит в режим блокировки и ожидает данные первых двух потоков. Первый поток выполняет транспонирование матрицы TR , записывает результат в файл и сигнализирует о своем завершении потоку №3. Второй поток занимается перемножением двух матриц A и B в новую матрицу C , далее записывает результат в файл и сигнализируют о своем завершении потоку №3. После того как поток №3 получает сигналы от двух других потоков, он выходит из режима ожидания и начинает выполнять сложение транспонированной матрицы TR и матрицы C , далее выводит результат в файл и завершает свое выполнение.

Для нагрузочного приложения был построен граф активности программы (рис. 4). Процессорное время – время, которое поток активно выполняется на процессоре,

измерялось с помощью функции `getrusage` (в контексте потока). Полное время потока – общее время существования потока, измерялось с помощью функции `clock_gettime` а для измерения полного времени программы использовалась функция `clock`. После измерений временных интервалов и построения графа активности программы для удобства построения критического пути была составлена таблица. На рис. 4 критический путь был выделен красным цветом.

Заключение

В результате проделанной работы для распараллеленной программы был применен метод критического пути. С помощью функций библиотеки Pthread можно применять метод критического пути. Далее необходимо исследовать влияние изменения критического пути на время работы приложения, а также исследовать возможности других синхронизационных механизмов для определения взаимодействия между параллельными частями программы.

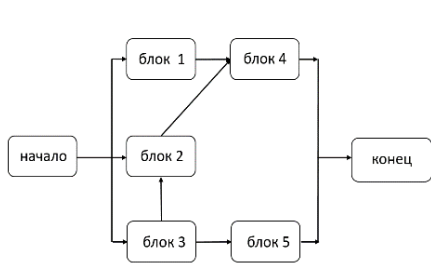


Рис. 1

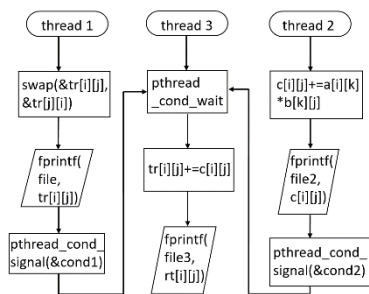


Рис. 3

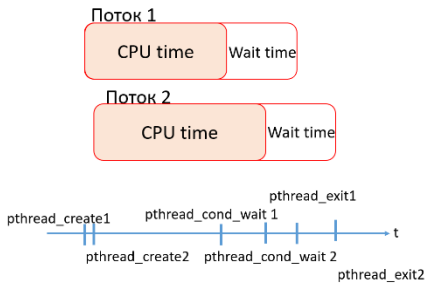


Рис. 2

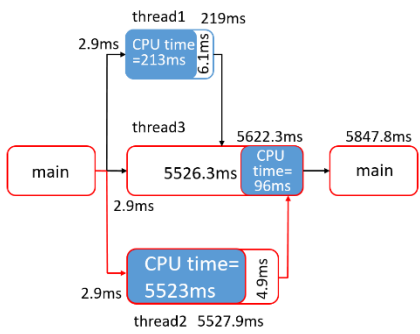


Рис. 4

Табл.

Активность	ES, мс	EF, мс	LS, мс	LF, мс	TS, мс
Main	0	2.9	0	2.9	0
Поток1	2.9	222	5311.7	5530.8	5308.8
Поток2	2.9	5530.8	2.9	5530.8	0
Поток3	5530.8	5626.8	5530.8	5626.8	0
Main	5626.8	5847.8	5626.8	5847.8	0

- [1] Dave McCracken “POSIX Threads and the Linux Kernel” // Proceedings of Ottawa Linux Symposium 2010.
- [2] Cui-Qing Yang, Barton P. Miller “Critical Path Analysis for the Execution of Parallel and Distributed Programs” // Proceedings of the 8th International Conference on Distributed Computing Systems. 1988.
- [3] Cedell Alexander, Donna Reese, James Harden “Near–Critical Path Analysis of Program Activity Graphs” // Proceedings of the Second International Workshop on Modeling, Analysis, and Simulation On Computer and Telecommunication Systems January 1994. P. 308.
- [4] D. Bakhvalov “Performance analysis and tuning on modern CPUs”. 2020. 175 p.

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ СОВМЕСТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ АМПЛИТУДНОЙ И ФАЗОВОЙ ОШИБКИ НА ПРИЁМНОЙ СТОРОНЕ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ

Л.С. Кузнецов, Д.Д. Шнейдман, М.В. Махлышев

ООО «Радио Гигабит»

При разработке устройств приёма и передачи сигнала для современных беспроводных систем связи реализацию алгоритмов обработки передаваемого и принимаемого сигнала на видеочастоте, как правило, реализуют в качестве отдельного цифрового модема, который может быть далее совмещён с различными радиочастотными трактами. Популярной аппаратной платформой для реализации подобных цифровых модемов сегодня являются системы на кристалле, состоящие из процессорной подсистемы и программируемой логики [1]. Системы на кристалле обладают достаточной степенью гибкости и позволяют значительно сократить время разработки, однако алгоритмы обработки сигнала для таких систем необходимо разрабатывать с учётом реализации в условиях жёсткой ограниченности аппаратных ресурсов программируемой логики. Такой подход позволяет в кратчайшие сроки переносить систему в новые частотные диапазоны и гибко изменять параметры радиочастотного тракта. Однако при этом могут возникать новые искажения, вносимые компонентами тракта. В таком случае требуется модификация уже реализованных в цифровом модеме алгоритмов обработки сигнала.

В данной работе рассматривается система связи типа «точка-точка» с временным разделением каналов связи между двумя станциями, использующая квадратурную амплитудную модуляцию (КАМ) и передачу сигнала на одной несущей частоте. Передача и приём сигнала на физическом уровне происходит в кадрах фиксированной продолжительности. При переносе цифрового модема на новую аппаратную платформу, использующую новый каскад усиления сигнала в радиочастотном тракте передатчика, на приёмной стороне стал наблюдаться рост средней мощности принимаемого сигнала на протяжении всего кадра физического уровня. В рассматриваемой системе связи алгоритм автоматической регулировки усиления приёмника отрабатывает в самом начале принимаемого кадра, а оценка канальных искажений и эквализация сигнала на протяжении всего кадра производится уже при фиксированной мощности принимаемого цифровым модемом сигнала. В результате, описанный эффект приводит к изменению масштаба КАМ-созвездия на входе помехоустойчивого декодера, данное изменение будем далее называть амплитудной ошибкой, что приводит к ошибкам декодирования для высоких порядков модуляции и деградации вероятности битовой и пакетной ошибки на приёмнике.

Целью данной работы является разработка блока компенсации амплитудной ошибки, который экономно использует аппаратные ресурсы программируемой логики, и может быть встроен в уже разработанный ранее цифровой модем.

Для компенсации амплитудной ошибки в работе предложено использовать подстройку (обучение) коэффициента компенсации амплитуды на протяжении всего принимаемого кадра. Ошибка компенсации для обучения коэффициента компенсации вычисляется на основе демодулятора с жёстким принятием решения. Такой демодулятор для каждого принятого КАМ-символа находит ближайшую точку референсного

КАМ-созвездия. Ошибка компенсации должна быть выбрана таким образом, чтобы обеспечивать уменьшение коэффициента компенсации в случае, когда амплитуда принятого КАМ-символа после компенсации превышает амплитуду референсной точки, и к увеличению коэффициента в обратном случае. В данной работе в качестве ошибки выбрана разность квадратов амплитуд принятого КАМ-символа и его референсной точки, нормированная на квадрат амплитуды референсной точки. Подобный выбор ошибки позволяет значительно снизить объём используемых ресурсов программируемой логики, так как для вычисления квадрата амплитуды КАМ-символа требуются только операции умножения и сложения, а величину обратную квадрату амплитуды референсной точки можно непосредственно получить из демодулятора с помощью использования блочной памяти. Описанный алгоритм компенсации может быть записан следующим образом:

$$\begin{aligned}\widetilde{z}_k &= \rho_{k-1} \cdot z_k \\ \Delta\rho_k &= \frac{|hd(\widetilde{z}_k)|^2 - |\widetilde{z}_k|^2}{|hd(\widetilde{z}_k)|^2} \\ \rho_k &= \rho_{k-1} + G \cdot \Delta\rho_k,\end{aligned}$$

где $\widetilde{z}_k$ – КАМ-символ после компенсации, z_k – КАМ-символ до компенсации, ρ_k – коэффициент компенсации амплитуды, $hd(\widetilde{z}_k)$ – демодуляция с жёстким принятием решения, $\Delta\rho_k$ – ошибка компенсации, G – скорости обучения.

Подобная схема уже использована в цифровом модеме для компенсации общей фазовой ошибки – компенсация отклонений фазы принятых КАМ-символов от фазы референсных точек. Компенсация происходит за счёт умножения КАМ-символа на компенсирующий фазовый множитель, обучение которого происходит на основе ошибки, вычисляемой как разность фаз КАМ-символа после компенсации и его референсной точки. Для уменьшения занимаемого объёма аппаратных ресурсов программируемой логики, был разработан блок совместной компенсации фазовой и амплитудной ошибки, в котором используется общий демодулятор с жёстким принятием решения, а также общая машина состояний, контролирующая процесс вычисления.

Таким образом, в работе предложен алгоритм компенсации амплитудной ошибки с подстройкой коэффициента компенсации на протяжении всего принимаемого кадра. Разработанный на основе этого алгоритма аппаратный блок эффективно использует ресурсы программируемой логики за счёт выбора способа вычисления ошибки компенсации. Предложенный алгоритм компенсации амплитудной ошибки был смещён с ранее реализованным алгоритмом компенсации общей фазовой ошибки, что также позволило сократить объём использованных аппаратных ресурсов за счёт переиспользования общих вычислительных блоков.

[1] Surantha N., Sutisna N., Nagao Y., Ochi H. // ISCIT. 2017. P. 1.

АНАЛИЗ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ДЕКОДЕРА КОДОВ СТАНДАРТА РАДИОСВЯЗИ IEEE 802.11AD В ЗАДАЧЕ ОПТИМИЗАЦИИ РЕСУРСОВ ПЛИС

М.В. Махлышев, Л.С. Кузнецов,
Д.Д. Шнейдман, А.А. Шевченко, А.А. Адёркина

ООО «Радио Гигабит»

В настоящее время широко применяются коды с малой плотностью проверок на чётность (Low Density Parity Check – LDPC). Декодирование LDPC кодов производится с использованием итеративного алгоритма, основанного на пересчете логарифма отношения правдоподобия (Log Likelihood Ratio – LLR) для каждого бита кодового слова (Belief Propagation алгоритм) на основе поправок («сообщений»), поступающих от соседних бит [1]. Из-за особенностей при реализации алгоритма на ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема), разрядности исходных сообщений и их поправок ограничены. Увеличение числа бит для сообщения LLR с одной стороны влияет на эффективность реализации целочисленного алгоритма относительно его модели с «плавающей точкой», а с другой стороны приводит к росту ресурсов. Нахождение оптимальной конфигурации модели декодера является необходимой задачей при проектировании эффективной системы связи.

В данной работе проводится анализ влияния параметров целочисленной модели декодера на его свойства помехоустойчивости и требуемого числа ресурсов ПЛИС. Для решения данной задачи рассмотрим схему цифровой обработки принятого сигнала, представленную на рисунке. Сигнал x_{lp} , представляющий из себя последовательность комплексных символов в виде чисел с плавающей точкой, зашумленных АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум) суммарной мощностью σ_x^2 , преобразовывается в целочисленное 12-битовое представление x_{fp} с масштабом сигнала (Backoff) (1).

$$x_{fp}[n] = \text{round} \left(x_{lp}[n] \cdot \frac{2^{11} - 1}{\sigma_x \cdot 10^{\text{Backoff}/20}} \right). \quad (1)$$

Целочисленные отсчёты демодулируются в набор LLR размерностью N бит. Полученные LLR декодируются LDPC декодером с параметрами {N, M} [3], где M – разрядность поправки LLR сообщения.

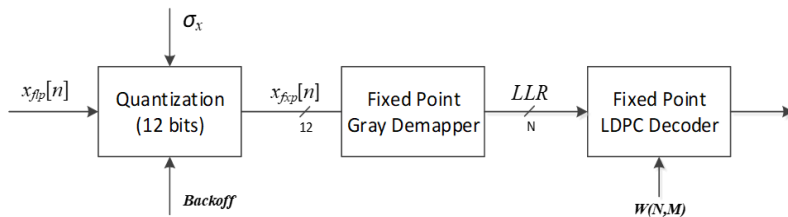


Рис.

Было проведено моделирование зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ (отношение сигнал/шум) входного сигнала с использованием LDPC декодера кодов стандарта IEEE 802.11ad[2] с различными параметрами $\{N, M\}$. В каждой целочисленной модели оценивалась деградация рабочей точки ОСШ по уровню 10^{-6} относительно требуемого ОСШ модели с плавающей точкой, а также определялся диапазон масштабов входного сигнала, при которых деградация рабочей точки составляет менее 0.5 дБ относительно оптимального масштаба. Результаты моделирования представлены в табл. 1.

Табл. 1				
$\{N, M\}$	Рабочая точка, дБ	Деградация, дБ	Мин. масштаб, дБ	Макс. масштаб, дБ
{8,5}	9.1	0.04	13	24
{7,5}	9.1	0.04	14	23
{6,4}	9.3	0.23	14	23
{5,4}	11.4	2.3	11	16

Разрядности {8,5} и {7,4} имеют схожие характеристики по помехоустойчивости, {6,4} работает немного хуже, но деградация приемлема, а {5,4} имеет существенную деградацию рабочей точки по отношению к {6,4}.

Для рассмотренных параметров $\{N, M\}$ был выполнен синтез для оценки требуемых аппаратных ресурсов. Синтез производился для ПЛИС Xilinx XC7Z020-1. Результаты представлены в табл. 2.

Табл. 2			
$\{N, M\}$	LUT	Flip-Flop	Block RAM
{8,5}	17 144	20 904	32
{7,5}	16 590	20 061	30
{6,4}	14 998	18 530	28
{5,4}	14 471	17 688	25.5

Из табл. 2 следует, что разница в занимаемых ресурсах между разрядностями {8,5} и {7, 5} составляет около 3–4 %. Учитывая, что они имеют схожую помехоустойчивость, следует, что рациональнее использовать {7, 5}. Разрядность {6, 4} занимает на 9–10 % меньше ресурсов по сравнению с {7,5}, что весьма существенно при небольшом ухудшении в помехоустойчивости.

Исходя из этого, рекомендуется применять разрядность {7, 5} в ПЛИС большей емкости с более высокими требованиями по помехоустойчивости и широкому диапазону входного сигнала, а разрядности {6, 4} в ПЛИС меньшей емкости, но для которой допустимо снижение помехоустойчивости в представленном диапазоне.

- [1] Barry John R. Low-Density Parity-Check Codes. Georgia Institute of Technology. October 5, 2001.
- [2] IEEE P802.11ad: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications - Enhancements for Higher Throughput in the 60 GHz Band, 2012.
- [3] Шевченко А. А., Масленников Р. О. Исследование архитектуры декодера LDPC кодов для систем радиосвязи IEEE 802.11ad // В кн.: Тр. XVII научн. конф. по радиофизике. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С. 221.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНОГО БЛОКА БИТОВОГО ПЕРЕМЕЖИТЕЛЯ ПРИЁМНИКА PUSCH КАНАЛА 5G NR СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Д.Д. Шнейдман, М.В. Махлышев, А.А. Шевченко

ООО «Радио Гигабит»

5G NR считается самым передовым стандартом мобильной связи, разработка компонентов которого является актуальной задачей в настоящее время. Помехоустойчивое кодирование (Forward Error Correction – FEC) является важным алгоритмом восходящего канала данных физического уровня (PUSCH) 5G NR [1]. Согласно этому алгоритму, данные каждому пользователю разбиваются на блоки равной длины и независимо кодируются LDPC кодом. Битовый перемежитель переупорядочивает закодированные биты одного блока и является компонентом FEC. При разработке блоков помехоустойчивого кодирования 5G NR возникает ряд высоких требований к обработке блоков произвольной длины, передаче данных по стандартизированным шинам, занимаемой площади на кристалле и максимальной частоте тактирования.

В данной работе рассматривается разработка высокопроизводительного блока обратного перемежителя, удовлетворяющего этим требованиям. Аппаратной платформой являлась ПЛИС Xilinx RFS0CXCZU28DR[2]. Требуемые частота тактирования и максимальная пропускная способность – 320 МГц и 32 Гб/с соответственно.

Аппаратная архитектура блока включает себя несколько основных подмодулей (рис. 1). Входной контроль записи (Input Write Control) определяет приём, распределение и запись данных в память в зависимости от параметров кодирования. Двойная блочная память (Double BRAM Storage) используется для хранения данных. Дублирование объёма памяти позволяет проводить считывание одного кодового блока во время записи другого. Выходной контроль чтения (Output Read Control) применяется для управления чтением из памяти и формирования выходных контрольных сигналов. Объединитель данных (Data Combiner+Tail Processor) служит для считывания данных из памяти, объединения считываемых элементов и устранения задержек, записи данных в выходную шину.

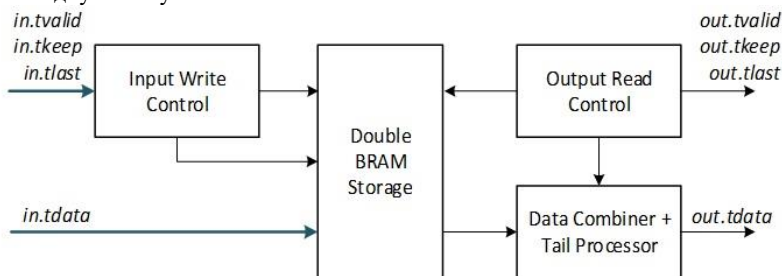


Рис. 1

Алгоритм хранения данных предполагает использование восьми блоков памяти, что соответствует максимальному количеству бит в QAM-символе. Запись происходит во все блоки памяти одновременно, а чтение – из каждого блока поочередно. Структура описанной процедуры чтения и записи совпадает с алгоритмом обратного

блочного перемежителя данных, в котором запись осуществляется по столбцам, а чтение – по строкам. При этом ширина данных на чтение в шестнадцать раз больше ширины на запись. Такая организация памяти увеличивает пропускную способность выходной шины блока перемежителя. В разработанной архитектуре применяется переиспользование блоков памяти в случае низших порядков модуляций после того, как выделенные для этих случаев два или четыре блока памяти будут переполнены. Это обеспечивает экономию аппаратных ресурсов в максимальном пределе до четырех раз.

Из-за гибкости протокола и возможности выставления произвольной длины кодового блока рассматриваемые в работе устройства помехоустойчивого кодирования требуют разработки сложных алгоритмов объединения данных. В случае обратного перемежителя глубина записи данных в один блок памяти в общем случае не кратна размеру вычитываемого блока, что приводит к образованию на выходе из BRAM битовых последовательностей произвольной длины («хвостов»). При последовательном вычитывании из соседних блоков памяти необходимо объединять данные и дальнейшее чтение производить со смещением. Данная операция производится блоком, архитектура которого представлена на рис. 2. Модуль контроля рассчитывает параметры и управляет обработкой «хвоста» исходя из параметров кодирования. Смещение осуществляется двумя разнонаправленными устройствами быстрого сдвига, работающими за один такт. Для дальнейшего объединения сдвинутых данных используется побитовая операция «ИЛИ».

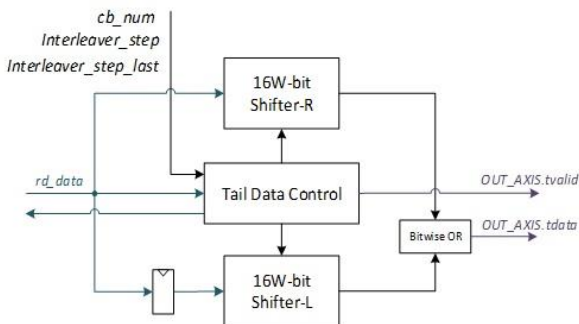


Рис. 2

Резюмируя всё вышеперечисленное, в данной работе был разработан и реализован блок обратного перемежителя, удовлетворяющий изначальным требованиям по сокращению объёма аппаратных ресурсов и сложности реализации. Блок поддерживает требуемые конфигурации, режимы работы и совместим со стандартом 5G NR.

- [1] 5G NR; Multiplexing and channel coding (3GPP TS 38.212 version 15.2.0 Release 15). –ETSI, 2018. P. 18.
- [2] Zynq UltraScale+ Device TRM UG1085 (v2.2). – Xilinx Inc, 2020. P. 1122.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СХЕМЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ ФИЗИЧЕСКОГО КАНАЛА ДАННЫХ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Д.А. Куров^{1, 2)}, Е.Ю. Калынова²⁾, Я.П. Гагиев²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ООО «Радио Гигабит»

Введение

В данном тезисе представлены результаты анализа кодов с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC – Low Density Parity Check) [1], используемых для помехоустойчивого кодирования в физическом канале данных в мобильных сетях пятого поколения (5G NR). Основной мотивацией применения данных кодов является наличие эффективного алгоритма декодирования с высокой степенью параллелизации, позволяющего удовлетворить высоким требованиям на пропускную способность до 5 Гбит/с. Несмотря на то, что LDPC коды достаточно хорошо изучены и уже применялись во много стандартах связи, таких как IEEE 802.11n/ad/ay, 802.16e, DOCSIS, DVB-S2 и другие, структура кодов в 5G NR примечательна по следующим причинам. Во-первых, данные коды позволяют поддержать широкий диапазон возможных размеров кодовых блоков – от десятков до тысячи бит. Во-вторых, изменение скорости кодирования может быть выполнено с очень низкой гранулярностью, что является существенным преимуществом при наличии гибридного автоматического запроса на повторение (H-ARQ – Hybrid Automatic Repeat Request) с возрастающей избыточностью.

Целью данного тезиса является изучение структуры LDPC кодов, используемых в 5G NR, и анализ свойств помехоустойчивости.

Структура LDPC кодов

Стандарт радиосвязи 5G NR [2] определяет LDPC код с квазициклической структурой через базовый граф показанный на рис. 1.

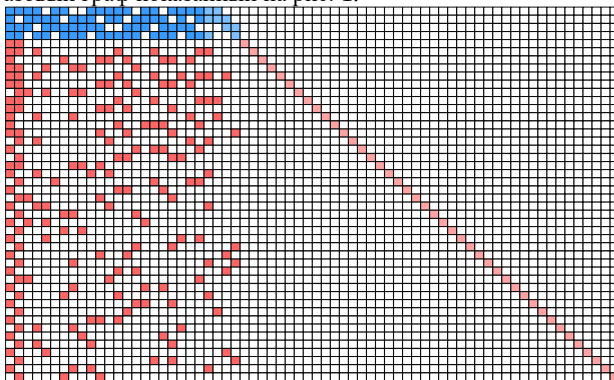


Рис. 1

Базовый график является матрицей размера 46×68 , где каждый элемент матрицы содержит целое число P , определяющее циклический сдвиг столбцов диагональной битовой матрицы размера $Z \times Z$ вправо на P элементов. Поддержка кодовых блоков разной длины достигается за счет широкого диапазона изменения Z – от 2 до 384. Голубым цветом обозначен внутренний код с высокой скоростью кодирования 11/13, эффективное кодирование которым может быть выполнено с линейной вычислительной сложностью. Красным цветом обозначен внутренний код [3] со скоростью кодирования $\sim 1/3$, используемый для увеличения надежности передачи. Проверочные биты являются независимыми и могут вычисляться параллельно. Выкалывание проверочных бит в низкоскоростном коде используется для поддержки разных скоростей кодирования. С точки зрения LDPC декодера выколотые проверочные биты могут быть полностью проигнорированы. Отметим, что коды с диагональной структурой проверочной части сами по себе могут содержать высокий минимальный уровень ошибок неисправляемый увеличением числа итераций при декодировании. В 5G NR данные коды используются совместно с высокоскоростной частью, которая позволяет улучшить финальные характеристики кода и существенно уменьшить минимальный уровень ошибок.

Данная комбинация кодов является принципиально новой, т.к. ранее известные подходы всегда основывались на получении кодов с разными скоростями кодирования из одного базового LDPC кода с низкой скоростью кодирования, что приводило к достаточным плохим характеристикам кода [4], [5].

Результаты анализа

На рис. 2 (а) показана зависимость рабочей точки Отношения Сигнал/Шум (ОСШ), соответствующая уровню блочной ошибки 10^{-4} (BLER – Block Error Rate), от размера информационного блока при передаче сигналов через плоский канал с Аддитивным Белым Гауссовским Шумом (АБГШ). В качестве алгоритма декодирования использовался алгоритм распространения доверия [6].

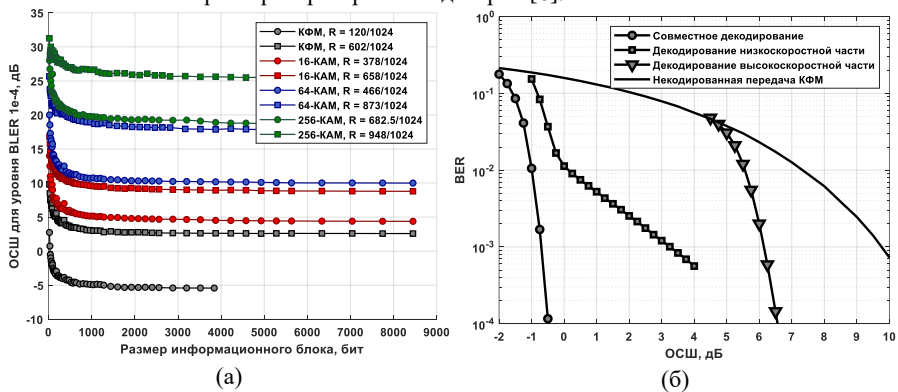


Рис. 2

Из результатов видно, что значение ОСШ является постоянным в достаточно большом диапазоне длин информационных блоков. Рост требуемого ОСШ при очень маленьких значениях длин объясняется тем, что при маленьких размерах проверочной матрицы условие малой плотности перестает выполняться. На рис. 2 (б) показаны кривые битовых ошибок для внешнего и внутреннего кодов при передаче информационного блока размером 704 бита с помощью КФМ. Данные коды имеют разные рабочие диапазоны по ОСШ из-за разных скоростей кодирования и структуры кодов. Уровень битовый ошибки достигаемый внешним кодом является достаточным для увеличения эффективного ОСШ после нескольких итераций декодирования, что позволяет начать процесс декодирования внутреннего кода. Для иллюстрации данного утверждения был построен прирост средней взаимной информации между мягкими метриками и передаваемыми битами для двух частей кода как показано на рис. 3 для разных уровней битовой ошибки (BER – Bit Error Rate). Можно видеть, что высокоскоростной код начинает работать после нескольких первых итераций. Из полученных результатов видно, что 8-10 итераций декодирования достаточно.

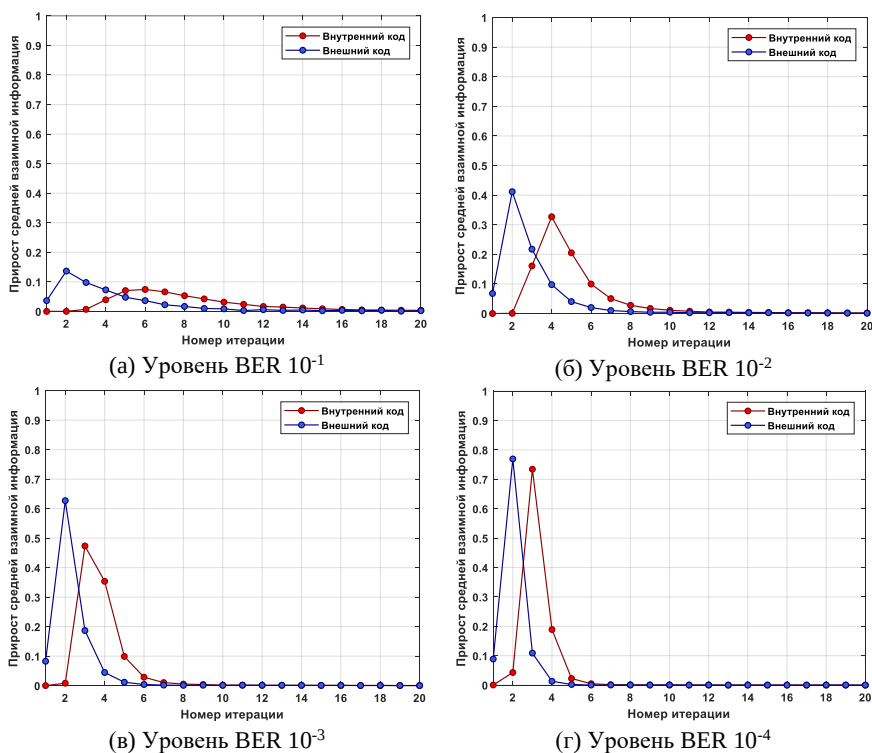


Рис. 3

Заключение

В данном тезисе были представлены результаты анализа LDPC кода, использующегося для помехоустойчивого кодирования данных в мобильных сетях пятого поколения. Было показано, что при фиксированном уровне блочной ошибки величина рабочей точки ОСШ является фиксированной величиной в широком диапазоне изменения размеров информационных блоков. Формирование LDPC кода как объединение низкоскоростного и высокоскоростного кодов позволяет поддерживать гибкое изменение скоростей кодирования.

- [1] Gallager R. G. IRE Trans. Inform. Theory. 1962. Vol. IT-8. P. 21.
- [2] 3GPP Technical Specification 38.212, «Multiplexing and channel coding», v.15.7.0, Release 15.
- [3] Garcia-Frias J., Zhong W. // IEEE Communications Letters. 2003. Vol. 7. № 6. P. 266.
- [4] Chen T., Vakili K., Divsalar D., Wesel R. D. // IEEE Transactions on Communications. 2015. Vol. 63. № 5. P. 1522.
- [5] Nguyen T. V., Nosratinia A., Divsalar D. // IEEE Transactions on Communications. 2012. Vol. 60. № 10. P. 2841.
- [6] Barry John R., Low-Density Parity-Check Codes, Georgia Institute of Technology. 2001.

КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ АНТИАЛАЗИНГОВЫХ ФИЛЬТРОВ АЦП-ЦАП ТРАКТА

Н.С.Морозов¹⁾, С.А.Чернышов¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Прохождение сигналов обычно сопровождается искажениями. При этом под искажениями обычно понимают изменение информационных параметров сигнала в канале связи сигнальным трактом или при промежуточных преобразованиях. В АЦП-ЦАП трактах одним из необходимых элементов является фильтр нижних частот, который ограничивает спектр входного сигнала до половины частоты дискретизации АЦП [1]. Таким образом, обеспечивается верность аналого-цифрового преобразования. Однако антиалайзинговый фильтр (в общем случае) имеет нелинейную фазовую характеристику. Эта нелинейность приводит к искажению широкополосного сигнала [2]. Для компенсации этих искажений, равно как и для амплитудных, возможно использование цифрового фильтра-корректора фазы.

Линейные цифровые фильтры, широко применяемые в различных задачах цифровой обработки сигналов, могут быть эффективно использованы и для построения цифровых фазовых корректоров. Наиболее интересным и эффективным вариантом является построение ЦФК и ЦКД на основе цифровой фазовой цепи [3].

Дискретная модель цифрового фазового фильтра

Коэффициент передачи и разностное уравнение фазовых фильтров имеют зеркальные коэффициенты и выглядят следующим образом:

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

$$y_n = (a_2x_n + a_1x_{n-1} + a_0x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2}). \quad (2)$$

Представим аналого-цифровой тракт в виде некоторого искажающего звена, последовательно с которым включено корректирующее звено. Вся цепь не вносит искажений, если произведение модулей комплексного коэффициента передачи равно единице, а сумма аргументов (фазы) имеет линейный закон изменения. Тогда для коррекции только фазовых искажений фаза коэффициента передачи корректора должна удовлетворять соотношению $\varphi^K(\omega) = \omega\tau - \varphi^I(\omega)$.

В качестве антиалайзингового фильтра широко применяют как активные фильтры на ОУ или сборных микросхемах, так и полностью пассивные. Подобный фильтр может быть адекватно смоделирован фильтром, спроектированным по аналоговому прототипу. Например, фильтром Баттерворта (рис. 1).

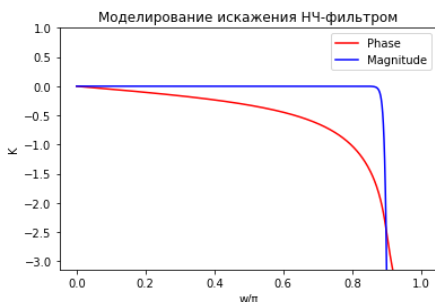


Рис. 1

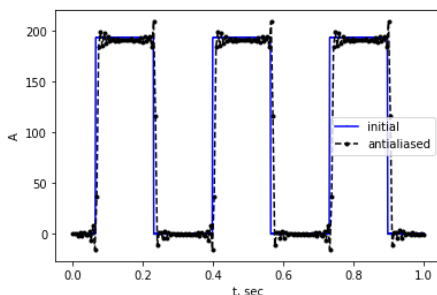


Рис. 2

Как видно из приведенных характеристик, этот фильтр имеет довольно сильную нелинейность ФЧХ в нормированной к единице полосе пропускания, что приводит к искажению последовательности видеоимпульсов, как показано на рис. 2.

Решить задачу компенсации искажений аналитически не представляется возможным. Однако, при замене представления с аналитического на дискретное (табулированное), задача сводится к нахождению коэффициентов фильтра, минимизирующих разницу в форме исходного сигнала (до искажающего звена) и сигнала после компенсации. То есть, к задаче оптимизации.

Существует множество способов решения задач оптимизации. Например, если работать не в дискретном, а в непрерывном пространстве параметров, то можно построить линейную регрессию на основе разностного уравнения и решить задачу минимизации среднеквадратичного отклонения.

Так как разностное уравнение фильтра (2) имеет линейный вид, то для каждой из точек АЧХ (или ФЧХ) фильтра для дискретного набора входных частот можно записать систему уравнений вида $\alpha \vec{i} + \beta \vec{j} = \vec{b}$, где $\mathbf{i}$, $\mathbf{j}$, $\mathbf{b}$ — векторы входных данных, выходных и координат результирующих точек на частотной плоскости соответственно. Для нахождения вектора коэффициентов $\mathbf{x} = (\alpha, \beta)$ необходимо решить уравнение, где матрица $\mathbf{A}$ состоит из исходных данных. Решить аналитически это уравнение в общем виде нельзя, зато можно минимизировать ошибку $\mathbf{e}(\alpha, \beta)$, что можно сделать, осуществив линейную регрессию, например, методом наименьших квадратов.

Результат подобного решения приведен на рис. 3.

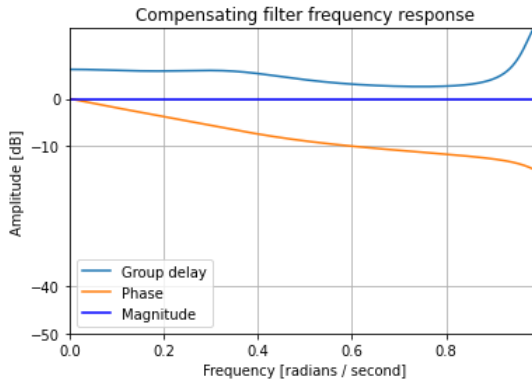


Рис. 3

Однако подобное решение не позволяет удовлетворить требованиям по неискажению исходного сигнала полностью. Искажения, вызванные задержкой высокочастотных составляющих, остались значительными. Наиболее целесообразно решать подобную задачу лучше в дискретном пространстве параметров, что позволяет сделать методы нелинейного математического программирования [4, 5].

Результатом именно такого решения в целочисленном пространстве восьмибитных коэффициентов стали следующие коэффициенты, приведённые в таблице 1.

Табл. 1

Звено каскадного фильтра	a_0	a_1	a_2
1	128	-128	38
2	128	79	-32

Эти коэффициенты обуславливали следующие характеристики фазового фильтра (рис. 4).

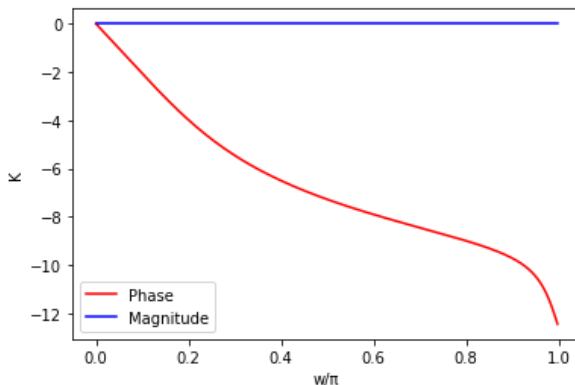


Рис. 4

Таким образом, итоговая фазовая характеристика тракта с учётом антиалайзингового фильтра и компенсатора искажений стала практически линейной с максимальным искажением до 6° .

Заключение

Без применения дополнительных манипуляций, ЦАП-преобразование и антиалайзинговый фильтр вносят как амплитудные, так и существенные фазовые искажения. Для компенсации только фазовых искажений целесообразно использовать фазовые БИХ-фильтры, которые имеют единичный модуль коэффициента передачи на всем интервале Найквиста. Полученное в ходе работы решение для компенсатора фазовых искажений сигнального тракта устойчиво, имеет малый порядок, что обеспечит работу в реальном времени [6]. Его работоспособность подтверждена практическими измерениями.

- [1] Чайковский В.С. // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". 2008. Т. 1. С. 537.
- [2] Морозов Н.С. // Радиолокация. Результаты теоретических и экспериментальных исследований. 2019. Т. 2. – М.: Радиотехника. С. 122.
- [3] Морозов Н.С., Бугров В.Н. // Проектирование и технология электронных средств. 2020. № 4 С. 15.
- [4] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2009. № 6(1). С. 71.
- [5] Бугров В.Н., Морозов Н.С. // Компоненты и технологии. 2015. № 1. С. 122.
- [6] Бугров В.Н., Морозов Н.С. // Современная электроника. 2018. № 18. С. 56.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 20 мая 2021 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.