НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ, ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

№1-2018 год

Редколлегия:

Пестряков А.В., *д.т.н., профессор, декан факультета Радио и Телевидения МТУСИ*

Кулешов В.Н., *д.т.н., профессор Московского энергетического института (ТУ), председатель российского отделения IEEE Circuit and System Society*

Шинаков Ю.С., *д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиотехнических систем МТУСИ*

Варламов О.В., *д.т.н., с.н.с. лаборатории связных транзисторных Радиопередатчиков МТУСИ*

Алёшин В.С., *к.т.н., с.н.с., МТУСИ*

Аджемов Ар.С., *д.т.н., МТУСИ*

Учредитель:
ООО «ИД Медиа Паблишер»

Номер подписан в печать 28.03.2018 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю.
ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНКИ МОЩНОСТИ МНОЖЕСТВА ВАРИАНТОВ ВЫБОРА ДВОИЧНЫХ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ ПРИ ЦИФРОВИЗАЦИИ СИГНАЛА 5

Алексанян Д.А., Костандян А.В., Яшина М.В.
ИНФОКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЛАБОФОРМАЛИЗУЕМЫМИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ НА БАЗЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ 9

Алёшинцев А.В., Санников В.Г.
МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОГЕРЕНТНОГО МОДЕМА С МНОГОЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ 15

Афанасьев И.С., Ботов В.А., Селянская Е.А.
СКРЫТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМ КОМПЛЕКСОМ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОТРАНСИВЕРА 21

Богачев В.М., Балашков М.В.
КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ 28

Богачков И.В., Трухина А.И.
РАННЕЕ ВЫЯВЛЕНИЕ ПРЕДАВАРИЙНЫХ УЧАСТКОВ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН С ПОМОЩЬЮ БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РЕФЛЕКТОМЕТРА 36

Габдулхаков И.М., Морозов О.Г., Фасхутдинов Л.М., Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И.
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ МОДУЛЯТОР НА ОСНОВЕ ТАНДЕМНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ 42

Гасанов М.Г., Магеррамзаде М.Р., Алиева Б.В., Годжаева Ш.Ф.
ОБ ОДНОМ ПРИНЦИПЕ МОНИТОРИНГА СЕТИ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ 50

Горгадзе С.Ф.
ВЫБОР ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОГО ТВЕРДОТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ 54

Горлов Н.И., Богачков И.В., Трухина А.И., Иниватов Д.П., Киреев А.П.
КЛАССИФИКАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН ПО ПРОФИЛЮ СПЕКТРА РАССЕЯНИЯ МАНДЕЛЬШТАМА – БРИЛЛЮЭНА 59

Елсуков А.А., Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Лащевский А.Р.
ФОРМИРОВАНИЕ FMICW СИГНАЛА НА УНИВЕРСАЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЕ USRP ДЛЯ ЗАДАЧИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ 63

Ерохин С.Д., Ерохина О.В., Ванюшина А.В.
ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПОЛИТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ 68

Зинченко М.Ю., Левадний А.М., Гребенко Ю.А.
РАЗРАБОТКА КОДЕРА-ДЕКОДЕРА LDPC КОДА СТАНДАРТА DVB-S2 НА ПЛИС 75

Карякин В.Л.
СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РЕГИОНАЛЬНЫХ СЕТЕЙ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЯ РФ 80

Качармина Е.Г., Тимофеев А.А., Чудников В.В., Шахтарин Б.И.
ИМПУЛЬСНЫЕ ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ В БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ 85

Козинец А.В., Груничев Ю.А., Воронцов Ю.А.
АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ОБНОВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О МЕСТОПОЛОЖЕНИИ АБОНЕНТОВ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РОУМИНГА 94

Кубышкин Е.П., Казаков Л.Н., Стерин Д.И.
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕТНОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ 99

Лобов Е.М., Лобова Е.О., Курочкин А.А.
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПЕНСАТОРА ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА БАЗЕ БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ 106

Логинов С.С., Зуев М.Ю.
ТЕСТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ЛОРЕНЦА, РЕАЛИЗОВАННОЙ НАД КОНЕЧНЫМ ПОЛЕМ ГАЛУА 111

Михайлов В.Ю., Мазепа Р.Б.
МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ПОЛЯХ ГАЛУА ДЛЯ БЫСТРОГО ПОИСКА ПО ЗАДЕРЖКЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛДА 115

Муллахметов Д.Д., Гайсин А.К., Надеев А.Ф.
ЭМПИРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПОКРЫТИЯ СЕТЕЙ LTE 122

Поборчая Н.Е.
СИНТЕЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ИСКАЖЕНИЙ OFDM СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ 128

Саксонов Е.А., Леохин Ю.Л., Далингер Я.М.
МОДЕЛЬ УЗЛА ОБРАБОТКИ С ТИРАЖИРОВАНИЕМ ДАННЫХ 137

Тихонов В.Ю., Шинаков Ю.С.
КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ ИНЕРЦИОННЫХ УСТРОЙСТВАХ 141

Токарь М.С.
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД БЛОКОВОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ MIMO 147

Шестаков В.В., Аджемов А.С., Манонина И.В.
ОБЩИЕ И ЧАСТНЫЕ РЕШЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ОБУЧЕНИИ 160

Шинаков Ю.С.
ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СИГНАЛОВ ЗАДОВА-ЧУ ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE 5-ГО ПОКОЛЕНИЯ 166

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНКИ МОЩНОСТИ МНОЖЕСТВА ВАРИАНТОВ ВЫБОРА ДВОИЧНЫХ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ ПРИ ЦИФРОВИЗАЦИИ СИГНАЛА

Аджемов Артем Сергеевич,
д.т.н., профессор МТУСИ, Москва, Россия
asa@mtuci.ru

Кудряшова Анастасия Юрьевна,
аспирант МТУСИ, Москва, Россия
asykka@bk.ru

Аннотация

В современном информационном обществе вопросы оценки качества передачи информации становится все более актуальным. Для оценки качества передаваемых двоичных сигналов в статье проведено исследование мощности выбора двоичных кодовых комбинаций при передаче цифрового сигнала. В результате исследования выведена формула расчета мощности вариативности кодовых комбинаций для избыточных и безызбыточных кодов. Полученный результат позволяет оценить скорость вычислений при поиске оптимальных способов кодирования.

В современные телекоммуникационных системах все виды сигналов, поступающие от источников, отображаются в цифровой форме.

Исходный сигнал от источника $s(t)$, передаваемый по системам связи к получателю, претерпевает ряд преобразований, в результате которых во вновь сформированном сигнале возможно возникновение определенных искажений или ошибок.

Условимся для определенности кодировать уровни квантования, начиная от нижнего к верхнему, n-символьными кодовыми комбинациями в последовательности возрастания их значения. Очевидно, что для без избыточного взаимно-однозначного кодирования N сообщений должно выполняться равенство:

$$N = 2^n \tag{1}$$

При этом возможно множество различных вариантов перестановок при кодировании различных уровней дискретизируемого сигнала. Это число равно:

$$\eta = (2^n)! \tag{2}$$

где n - число символов в кодовой комбинации.

С точки зрения эффективности первичного кодирования, казалось бы, что выбор того или иного варианта не важен, поскольку в любом случае кодовая комбинация состоит из n символов. Однако при оценивании качества восстановления сигнала на приеме это не так в условиях действия помех и возникающих ошибок в цифровом сигнале.

Однако, в реальных случаях количество сообщений, вырабатываемых источников может быть не кратно степени 2. Данное количество различных сообщений обозначим как M. Очевидно, что всегда можно записать: $2^{n-1} \le M \le 2^n$.

В (2) определено количество вариантов перестановок при кодировании различных уровней для случаев, когда число сообщений кратно степени двойки. Оценим мощность множества перестановок, когда M не кратно степени двойки.

Прежде всего понятно, что существует множество вариантов выбора M комбинаций из N возможных, что несложно оценить, как:

$$C_N^M = \frac{N!}{M!(N-M)!} \tag{3}$$

Затем необходимо учесть внутренние перестановки комбинаций в каждой из выборок. Для этого необходимо домножить число сочетаний из M по N на количество перестановок внутри каждой выборки. Получаем некоторое число μ:

$$\mu = C_N^M \cdot M! \tag{4}$$

Для сравнения оценим относительную мощность множества при M не кратном степени двойки и обозначим это через γ:

$$\gamma = \frac{\mu}{\eta} = \frac{C_N^M \cdot M!}{N!} = \frac{(2^{n-1}+1)! \cdot ! C_{2^n}^{2^{n-1}+1}}{(2^n)!} \quad (5)$$

Для примера рассмотрим случай, когда $n = 4$, а значит всего имеется $N = 2^4 = 16$ кодовых комбинаций. Оценим количество вариантов для числа сообщений $M \in \left[2^{n-1}, 2^n\right]$. То есть M может принять следующие значения: 9,10,11,12,13,14,15. Обозначим мощность множества вариантов различных выборок как $\gamma_9, \gamma_{10}, ..., \gamma_{15}$ соответственно. Тогда получаем:

$$\gamma_9 = \frac{C_{16}^9 \cdot 9!}{16!} = \frac{11440 \cdot 362880}{120922789888000} \approx 1,98412698 \cdot e^{-4}$$
$$\gamma_{10} = \frac{C_{16}^{10} \cdot 10!}{16!} = \frac{8008 \cdot 3628800}{120922789888000} \approx 0,00138888$$
$$\gamma_{11} = \frac{C_{16}^{11} \cdot 11!}{16!} = \frac{4368 \cdot 39916800}{120922789888000} \approx 0,00833333$$
$$\gamma_{12} = \frac{C_{16}^{12} \cdot 12!}{16!} = \frac{1820 \cdot 479001600}{120922789888000} \approx 0,04166666$$
$$\gamma_{13} = \frac{C_{16}^{13} \cdot 13!}{16!} = \frac{560 \cdot 6227020800}{120922789888000} \approx 0,16666666$$
$$\gamma_{14} = \frac{C_{16}^{14} \cdot 14!}{16!} = \frac{120 \cdot 87178291200}{120922789888000} = 0,5$$
$$\gamma_{15} = \frac{C_{16}^{15} \cdot 15!}{16!} = \frac{16 \cdot 1307674368000}{120922789888000} = 1$$

Для наглядности представим полученные значения в виде графика зависимости количества вариантов различных выборок от количества самих выборок.

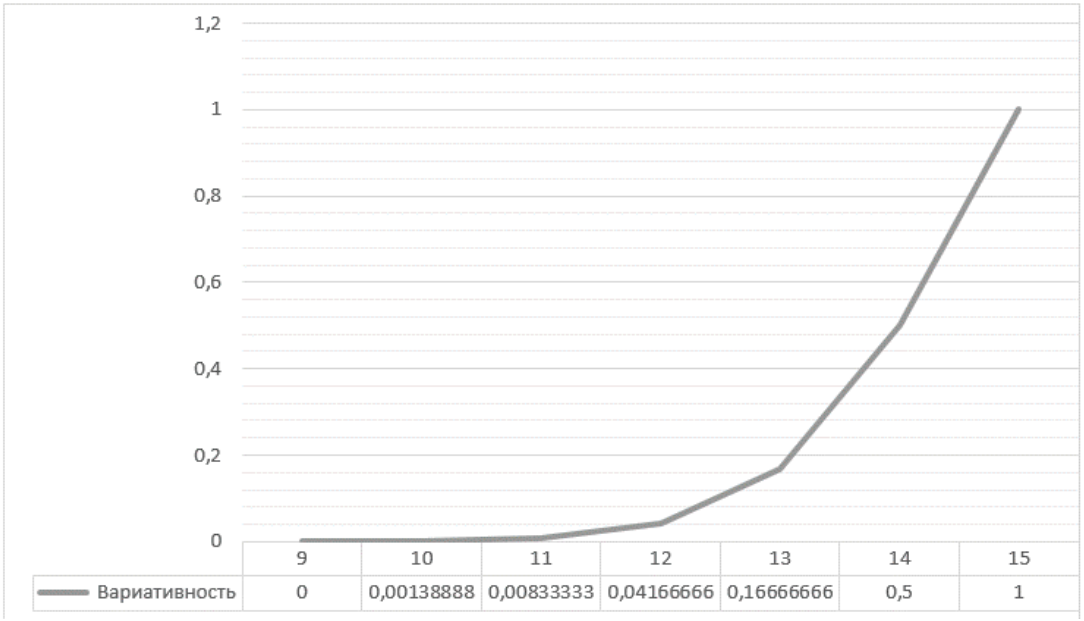


Рис. 1. График зависимости значений δ_i от M_i

Стоит отметить, что при $M = 16$ и при $M = 15$ мы получим одинаковые результаты. То есть вариативность комбинаций при $M = 2^n$ совпадает с вариативностью при $M = 2^n - 1$.

В ряде случаев, например при использовании помехоустойчивого блочного кодирования, число разрешенных кодовых комбинаций берется кратным степени двойки, т.е. также как и кратно степени двойки.

Чем больше k отличается от n, тем больше избыточность кода и его корректирующие способности. Это можно оценить, воспользовавшись потенциальными границами Хемминга или Варшамова-Гильберта. При $k = n$ код перестает быть помехоустойчивым.

Оценим вариативность в зависимости от различных значений n и k.

По аналогии с предыдущими размышлениями, можно вычислить параметр γ для помехоустойчивого кода:

$$\eta = (2^n)! \,, k \le n \tag{6}$$

$$\mu = (2^k)! C_n^k = (2^k)! \frac{n!}{k!(n-k)!} \tag{7}$$

$$\gamma = \frac{\mu}{\eta} = \frac{(2^k)! n!}{(2^n)! k!(n-k)!} \tag{8}$$

Рассмотрим варианты, когда $n = 2,3,4$, а $k = 1,2,3,4$ соответственно. Тогда получаем значения, представленные в таблице 1.

Таблица 1

Значения γ для помехоустойчивого кода

	k=1	**k=2**	**k=3**	**k=4**
n=2	0,16666667	1	-	-
n=3	0,00014880		1	-
n=4	3,82358187e^{-9}	6,88244736e^{-8}	7,70834104 e^{-5}	1

Для наглядности представим полученные результаты в виде диаграммы.

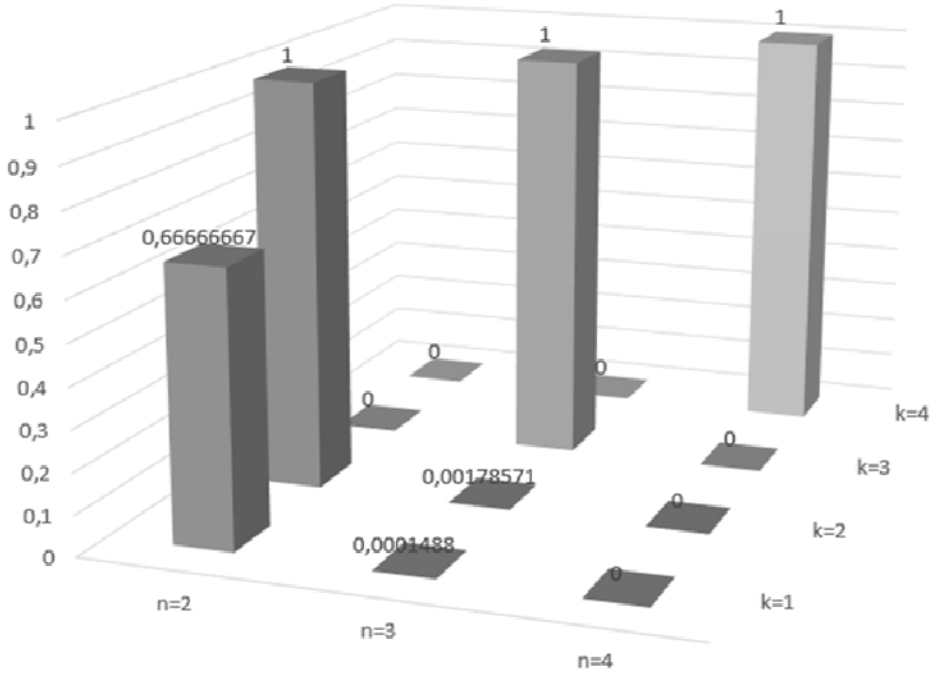


Рис. 2. Диаграмма зависимости значений γ от k и n

Таким образом, в результате исследования удалось вывести формулу для расчета вариативности выборок кодовых комбинаций, число которых не кратно степени числа 2. Полученный результат немаловажен для оценки качества передаваемых сигналов с одной стороны, а с другой позволяет оценить скорость вычислений при поиске оптимальных способов кодирования, поскольку точное аналитическое решение в данном случае получается при переборе всех возможных вариантов, что в значительной степени зависит от числа этих вариантов.

Литература

1. *Adzhemov A.S., Sineva I.S.* Efficiency of genetic-like coding algorithm for metric space sources / 2-nd IEEE International conference on circuit and systems for communication, 2004.
2. *Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю*. Особенности оценки качества передачи сигналов в различных метрических пространствах / Материалы международной научно-технической конференции "INTERMATIC-2017". М.: РИО МИРЭА, 2017. С. 886-888.
3. *Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y.* Peculiarities of the estimation of the quality of signal conversion for successive transformations in various metric spaces / IEEE International Scientific Conference «2018 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications». Moscow, 2018. 4 p.
4. *Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю*. Об особенностях оценки качества преобразования сигналов при последовательных преобразованиях в различных метрических пространствах / XII Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества». Москва, МТУСИ, 2018. 7 с.
5. *Adzhemov A.S., Khromoy B.P.* Analog-to-digital converter from a historical point of view // T-Comm. Vol. 9. No 4. 2015. pp. 83-87.
6. *Adzhemov A.S., Khromoy B.P*. Communication and solution of problem time measurement // T-Comm. Vol. 9. No 11. 2015. pp. 72-76.
7. *Кудряшова А.Ю., Руднев А.Н*. Исследование и разработка метода оценки информационной безопасности сетевых хранилищ // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2017. № 2. С. 115-124
8. *Аджемов А.С., Хромой Б.П.* История развития связи и кибернетики // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 11. С. 68-72.
9. *Аджемов А.С.* Информация – основа инфокоммуникаций // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2013. № 1. С. 19-27.
10. *Аджемов А.С*. Особенности методического представления лекций в виде Microsoft Powerpoint-презентации на примере дисциплины ОТС // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2017. Т. 6. № 1. С. 4-6.

ИНФОКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЛАБОФОРМАЛИЗУЕМЫМИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ НА БАЗЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Алексанян Диана Ашотовна,
инженер каф. МКиИТ МТУСИ, Москва, Россия,
aleksanyanda@yandex.ru

Костандян Артур Валериевич,
ген. директор ООО "Ксиматик", Москва, Россия,
vak1948@mail.ru

Яшина Марина Викторовна,
д.т.н., проф., зав. каф. МКиИТ МТУСИ, Москва, Россия,
yash-marina@yandex.ru

Аннотация

В настоящее время большинство промышленных производств (энергетическое, металлургическое, нефтеперерабатывающее и др.) относятся к классу сложных систем, управление которыми проходит в условиях неопределенности исходных данных. Приведены подходы моделирования и оптимизации системы управления показателями качества фракций в атмосферном блоке установки первичной переработки нефти в нечеткой среде. Представленные результаты являются основанием построения современных систем управления промышленными объектами, основанные на знаниях. Особенностью предлагаемой системы управления является синхронизация времени со спутниковой системой ГЛОНАСС.

Ключевые слова: *нечеткая логика, оптимизация, нефтепереработка, автоматизация, датчики.*

Сложность или невозможность измерения ряда параметров объектов управления затрудняет применение методов детерминированного моделирования, оптимизации и управления режимами их работы. Это привело к появлению новых методов формализации и решения данных задач, опирающихся на теорию нечётких множеств [1, 2, 3].

Распределенные в пространстве и времени объекты образуют сложные технические системы, функционирующие в условиях неопределенности (слабоформализуемые объекты), характеризуемые недостатком информации для формализации задач автоматизации управления. Для построения систем управления объектами такого класса, соответствующие современным требованиям и основанные на знаниях, применяются методы интеллектуального мониторинга и управления, основанные на аппарате нечетких множеств [4, 5, 8, 9, 10].

В подобных условиях качественная инфокоммуникационная система должна преобразовывать информацию таким образом, чтобы получаемые результаты были адекватными, а управление качественным. Данные, получаемые с датчиков, не всегда достаточно точные, а сами датчики не всегда возможно размещать для получения требуемых измерений. Недостоверность исходной информации можно «размыть» применением аппарата нечеткой логики.

Теория нечеткой логики позволяет «очистить» информацию, что делает использование нечеткого подхода, основанного на знаниях, применимым инструментом для построения инфокоммуникационных систем. Особое значение решение этих практических задач приобретает для таких сложных технологических объектов как установка первичной переработки нефти ЭЛОУ-АВТ, характеризующаяся сложностью, а иногда и невозможностью измерения ряда параметров.

Методы решения этих задач основаны на использовании нечёткой информации, получаемой от лица принимающего решения (ЛПР), и специалистов экспертов в виде их суждений о функционировании объекта и учитывающей их предпочтения в процессе выбора решений. На основе этих методов строятся математические модели основных агрегатов установки и формулируется постановка задачи оптимального управления, что позволяет эффективно управлять всей установкой в целом и получать качественную продукцию.

Продуктами переработки нефти на данной установке являются бензиновые, керосиновые и дизельные фракции, керосиногазойлевая фракция и вакуумный отгон для крекинга, гудрон для коксования.

Уровень сложности подобных систем настолько высок, что использование известных детерминированных и стохастических моделей для их проектирования не обеспечивает желаемых характеристик. В этих случаях адекватные математические модели управляемых систем могут основываться на теории нечетких множеств, позволяющих синтезировать интеллектуальные системы управления.

Для полного разделения смесей летучих жидкостей в нефте-газопереработке и нефтехимии, частично или целиком растворимых одна в другой, широко используют процессы ректификации, осуществляющиеся в технологической установке, основной единицей которой является ректификационная колонна (РК).

Первичная переработка нефти (**ППН**) – один из основных процессов в нефтепереработке, так как от характеристик полупродуктов, вырабатываемых на установках ППН, во многом зависит качество и объем товарной продукции, получаемой в процессе всего производства. Это определяет необходимость обеспечения основных показателей качества процессов ППН.

Решение данной задачи требует наличия достоверных и оперативных данных о показателях качества сырья, полупродуктов, готовой продукции, а также возможности управления ими.

Для предупреждения влияния случайных и субъективных факторов на уровень качества продукции необходима система управления, обеспечивающая совокупность принимаемых решений и управляющих воздействий на процесс создания продукта с целью поддержания соответствующего уровня качества.

В настоящее время при оценке качества сырья, полупродуктов и продуктов нефтеперерабатывающих процессов широко используются автоматизированные лабораторные информационные менеджмент системы (**ЛИМС**). Однако в указанных системах не реализуются функции по управлению качеством выпускаемой продукции.

Для управления сложными процессами переработки нефти, функционирующими в условиях неопределенности и «размытости» исходной информации, дрейфа характеристик объекта управления перспективно использование методов искусственного интеллекта, основанных на нейронных сетях и нечетком управлении (Fuzzy Control), под которым понимается стратегия управления, основанная на эмпирически приобретенных знаниях относительно функционирования объекта (процесса), представленных в лингвистической форме в виде некоторой совокупности правил [6].

Объектом исследования данной работы является отделение первичной переработки нефти на установке ЭЛОУ-АВТ (электрообессоливающая установка, атмосферно-вакуумная трубчатка), для поддержания заданного качества продукции которого требуется оперативное определение значений определяющих показателей качества ведения процесса.

Одним из важнейших показателей является фракционный состав выкипающих в определенных температурных диапазонах фракций, характеризующиеся температурами начала и конца кипения. Практически все остальные показатели качества в той или иной степени зависят от фракционного состава.

Общая постановка задачи нечеткой оптимизации

Нечеткий критерий оптимальности – поиск вектора X, обеспечивающий нечеткий максимум целевой функции Ф:

$$Ф = \max F(X) \quad (1)$$

При ограничениях с нечеткими отношениями:

$$Ф_i(X) \leq B_i,\ i = 1,\ldots m;\ x \epsilon X, \quad (2)$$

где F и φ – нечеткие функции: $F(R^n) \rightarrow F(R)$ – совокупности нечетких множеств на множестве действительных чисел R и на n-мерном пространстве R^n, B_i – нечеткие числа.

Задача нечеткой оптимизации на примере ректификационной колонны ЭЛОУ АВТ

Выходным продуктом РК ЭЛОУ АВТ является нестабильный бензин $\mathbf{y_1}$.

Максимизация выхода бензина с РК обеспечивается изменением температурного режима верха $\mathbf{x_1}$ и низа $\mathbf{x_2}$ РК. Возмущающими и управляющими воздействиями являются расход сырья – нефти $\mathbf{x_3}$, температура сырья $\mathbf{x_4}$ и плотность нефти $\mathbf{x_5}$.

Нечетко сформулированные ограничения на качество бензина:

- «конец кипения бензина $\mathbf{y_2}$ не выше $T_{КК}$ ^{0}C»;
- «начало кипения бензина, $\mathbf{y_3}$ не ниже $T_{НК}$ ^{0}C».

Математическая модель выхода бензина и его качественных показателей y_i (i = 1,2,3) от переменных управления $\{x_1, x_2\}$ и возмущающих воздействий x_j, j = {3,4,5} могут иметь вид уравнений, как множественной регрессии, так и экспериментально-аналитического характера, с периодической подстройкой параметров модели (адаптивная модель).

$$y_i = f_i(A,X), \quad (3)$$

где A – вектор параметров модели; X – вектор возмущающих и управляющих воздействий.

Критерий оптимальности с нечеткими ограничениями в соответствии с (1) и (2) имеют вид:

Нечеткий критерий оптимальности

$$\Phi = \max(\mathbf{y}_1); \quad (4)$$

Нечеткие ограничения

$$\max(\mathbf{y}_1) \le y_{пл}; \quad (5)$$

$$\mathbf{y_2} \le T_{ККЗ}; \quad (6)$$

$$\mathbf{y_3} \ge T_{НКЗ}; \quad (7)$$

$$a_1 \le x_1 \le a_2;\ b_1 \le x_2 \le b_2. \quad (8)$$

где $T_{ККЗ}$ – заданное значение температуры конца кипения бензина; $T_{НКЗ}$ – заданное значение температуры начала кипения бензина; $y_{пл}$ – плановое ограничение на производство нестабильного бензина; a_1, a_2, b_1, b_2 – рабочие диапазоны значений температур верха и низа колонны, соответственно; **≤, ≥** - нечеткие отношения.

Постановка задачи (4) – (8) – в общем случае задача нелинейного программирования с нечеткими ограничениями и критерием оптимальности.

Соотношение (5) показывает ограничение по плану выпуска продукции и всегда ограничен сверху.

В рассматриваемом конкретном случае постановки задачи (5) – (8) отсутствует различие между целевой функцией и ограничениями.

Таким образом, исходная постановка задачи оптимизации представляется в форме задачи достижения нечетко определенной цели при нечетких ограничениях. Для решения задачи в представленной постановке может быть применен подход Беллмана – Заде [7].

Функция принадлежности нечеткого решения имеет вид:

$$\mu_{D*}(x) = \min\{\mu_f(x), \mu_{Ф1}(x), \ldots, \mu_{Фm}(x)\}, \quad (9)$$

Максимизация решения $x^* = \arg_x \max \mu_D(x)$ (10)

Укрупненная схема решения задачи

1. Расчет по моделям значений y_i в соответствии с ограничениями на управляющие возмущения (8) с выбранным шагом при заданных возмущениях x_3, x_4, x_5;
2. Определение допустимых отклонений (нарушений) d_i {1,2,3} пределов ограничений (5), (6), (7) на множестве допустимых решений y_i;

d_i – это величина допустимых нарушений i-го ограничения и определяется экспертом оператором-технологом (величина субъективная), лицом, принимающим решение (ЛПР).

3. Функции принадлежности нечетких множеств y_i, определяющие нечеткие цели и ограничения (4) – (8), имеют вид:

$$\mu_{y1}(x_1,x_2) = \begin{cases} 1, \text{ если } f_1(x_1,\ldots,x_5) \ge y_{пл} \\ 1 - [y_{пл} - f_1(x_1,\ldots,x_5)]/d_1, \text{ если } (y_{пл} - d_1) f_1(x_1,\ldots,x_5) y_{пл}) \\ 0, \text{ если } f_1(x_1,\ldots,x_5) \le (y_{пл} - d_1) \end{cases} \quad (11)$$

$$\mu_{y2}(x_1,x_2) = \begin{cases} 1, \text{ если } f_2(x_1,\ldots,x_5) \le T_{ККЗ} \\ 1 - [(T_{ККЗ} + d_2) - f_2(x_1,\ldots,x_5)]/d_2, \text{ если } T_{ККЗ} f_2(x_1,\ldots,x_5)(T_{ККЗ} + d_2) \\ 0, \text{ если } f_2(x_1,\ldots,x_5) \ge (T_{ККЗ} + d_2) \end{cases} \quad (12)$$

$$\mu_{y3}(x_1,x_2) = \begin{cases} 1, \text{ если } f_3(x_1,\ldots,x_5) \ge T_{НКЗ} \\ 1 - [(T_{НКЗ} - f_3(x_1,\ldots,x_5)]/d_3, \text{ если } (T_{НКЗ} - d_3) f_3(x_1,\ldots,x_5) T_{НКЗ} \\ 0, \text{ если } f_3(x_1,\ldots,x_5) \le (T_{НКЗ} - d_3) \end{cases} \quad (13)$$

Из множества полученных решений исключаются все значения y_i, для которых: $f_1(x_1,\ldots,x_5) \le (y_{пл} - d_1)$; $f_2(x_1,\ldots,x_5) \ge (T_{ККЗ} + d_2)$; $f_3(x_1,\ldots,x_5) \le (T_{НКЗ} - d_3)$.

4. В результате определяется множество допустимых решений $У_i$ и соответствующие температурные режимы $\{x_1, x_2\}$.
5. Определяются степени принадлежности элементов $\{x_1, x_2\}$ множеству допустимых решений D, для которых справедливы неравенство: $y_{i0} - d_i \le f_i(x_1,\ldots,x_5) \le y_{i0}$, (i=1,2,3) где при i = 1: $_{yi0 = yпл}$; i = 2: $_{yi0 = TKK3}$; i = 3: $_{yi0 = THK3}$.
6. Расчет степеней принадлежностей:

- $\mu_{Y1}(x_1,x_2) = 1 - [y_{пл} - f_1(x_1,\ldots,x_5)]/d_1$; (14)

- $\mu_{Y2}(x_1,x_2) = 1 - [(T_{KK3} + d_2) - f_2(x_1,\ldots..,x_5)]/d_2$; (15)
- $\mu_{Y3}(x_1,x_2) = 1 - [(T_{HK3} - f_3(x_1,\ldots..,x_5)]/d_3$. (16)

Множество решений D^* задачи (4) – (8) определяется пересечение нечетких множеств Y_i (i-1,2,3):

$D^* = \cap Y_i$, i = 1,2,3 (17)

или $\mu_{D*}(x_1,x_2) = \max \min \{ \mu_{Y1}(x_1,x_2), \mu_{Y2}(x_1,x_2), \mu_{Y3}(x_1,x_2)\}$ (18)

Оптимальное значение $x^* = (x_1^*, x_2^*)$ – точка, принадлежащая множеству D^* с максимальной степенью принадлежности

$\mu_{D*}(x_1^*, x_2^*) = \max \mu_{D*}(x_1,x_2)$, (19)

Предлагаемая структура автоматизации

На основании рассмотренного аппарата нечеткой логики строится инфокоммуникационная система интеллектуального управления. Далее рассматривается по возможности независимое от существующей инфраструктуры предприятия проектирование.

Систему можно условно разбить на три уровня: верхний, средний и нижний. Верхний уровень системы включает АРМ оператора, сервер базы данных (знаний), NTP-сервер. На среднем уровне размещается нечеткий контроллер, а на нижнем уровне (в поле) – датчики.

При необходимости устанавливаются датчики измерения температуры, давления, массового расхода нефти. Сигналы датчиков считываются нечетким контроллером по «витой паре» и передаются по интерфейсу RS-485 по стандартным протоколам.

Связь контроллера с автоматизированным рабочим местом (АРМ) оператора осуществляется либо через сеть предприятия, либо в собственном сегменте сети, что будет рассмотрено далее. На АРМ оператора устанавливается пакет оптимизации и управления показателями качества первичной переработки нефти.

Структура системы управления представлена на рис. 1.

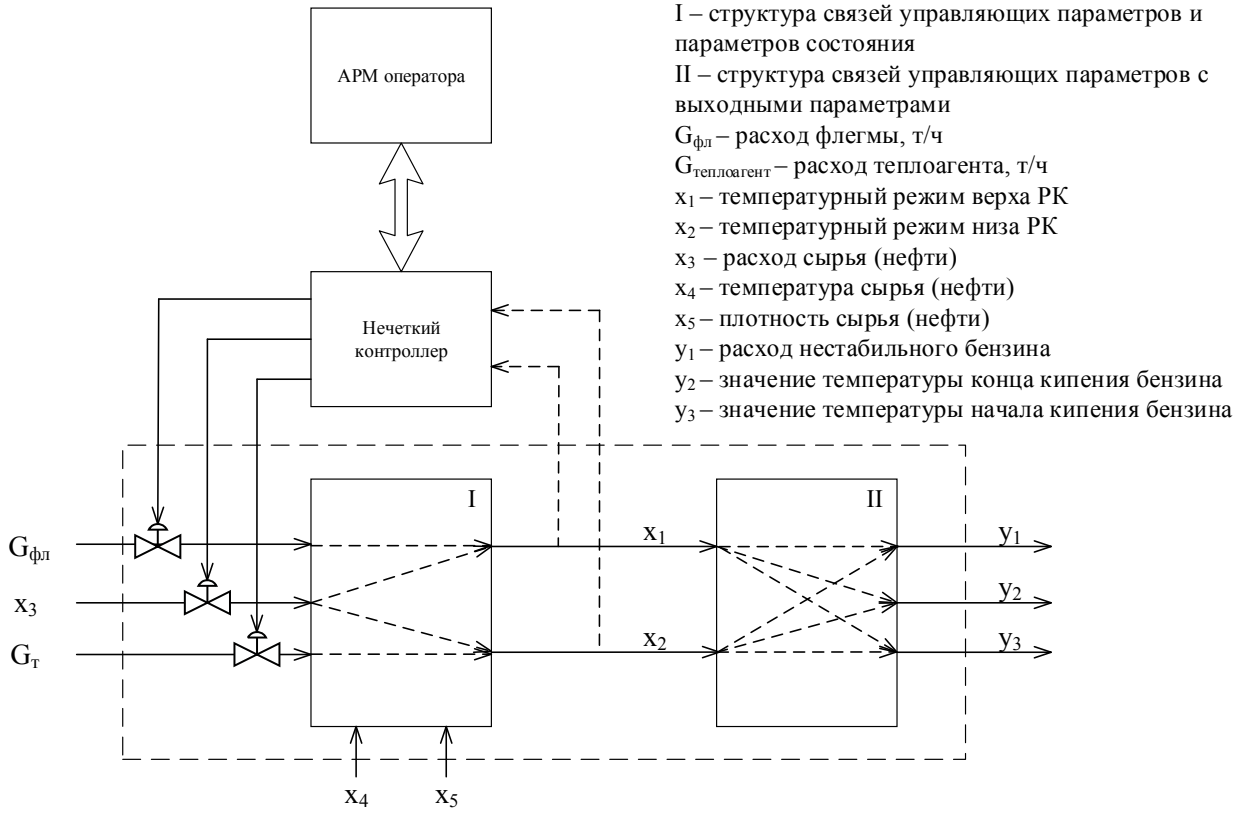


Рис. 1. Структура системы управления РК

Соединение между нечетким контроллером и маршрутизатором может включать один или два медиаконвертера в зависимости от модели маршрутизатора. В рассматриваемом варианте подключение к маршрутизатору осуществляется через Ethernet порт и используется два медиаконвертера.

АРМ оператора и нечеткий контроллер соединены по «витой паре» и оптоволоконному кабелю в связи с дистанцией, превышающей 1км. Медиаконверторы преобразуют сигнал, приходящий по «витой паре», для пе-

редачи по оптоволоконному кабелю. С датчиков снимаются аналоговые и дискретные сигналы, передающиеся в зависимости от типа датчика по требуемому каналу связи.

Схема информационных связей представлена на рис. 2.

Модель нечеткого контроллера и количество модулей должны выбираться в соответствии с количеством датчиков в системе, а также обеспечивать поддержку стандартных протоколов связи.

Компьютерное и сетевое оборудование должны быть обеспечены гарантированным электропитанием. Для этого на верхнем и среднем уровне системы должны быть предусмотрены источники бесперебойного питания (ИБП) и защита от кратковременных перепадов напряжения (шумов).

Для синхронизации устройств предлагается использовать отечественную спутниковую систему ГЛОНАСС. Синхронизация времени производится отечественной разработкой – радиосервером точного времени РСТВ-01-01 – либо аналогичным. Устройства в сегменте сети запрашивают точное время по IP-адресу установленного сервера времени.

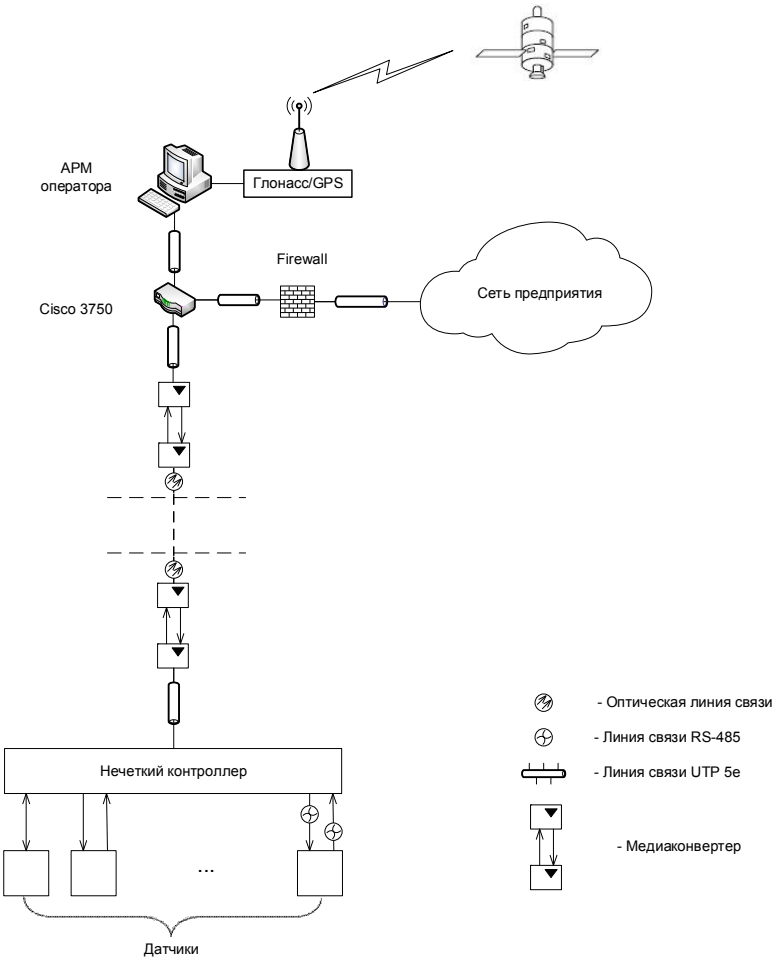


Рис. 2. Схема информационных связей

Каждый час к серверу единого времени обращается с запросом времени нечеткий контроллер, который устанавливает полученное в ответ время у себя и рассылает интеллектуальным датчикам полученное время в требуемом формате для дальнейшей установки.

Текущая информация от интеллектуальных датчиков поступает по протоколу RS-485. Пакеты содержат метку времени, которая записывается датчиком перед отправкой. Нечеткий контроллер устанавливает метку времени для аналоговых и дискретных сигналов, поступающих от остальных датчиков в системе, и передает сигналы, дополненные временем на сервер базы данных.

Отметка времени позволяет оператору запрашивать данные о событии или периоде времени с соответствующей точностью для решения возникающих вопросов, и предпринимать необходимые действия по улучшению управления, осуществляемого системой (при наличии соответствующего уровня доступа).

Масштабирование системы делает добавление временных меток обязательным, в связи с необходимостью различать данные различных объектов управления и достигать требуемой точности управления.

Заключение

Рассмотренный подход использования нечеткого моделирования для построения системы оптимизации и инфокоммуникационного управления показателями качества ППН может быть применен для решения аналогичных промышленных задач. Использование нечеткой логики позволяет построить модель РК и актуализировать достоверность информации для управления процессом получения оптимального фракционного состава нефтепродуктов, в особенности для легких фракций.

Построение моделей слабоформализуемых процессов является задачей, решение которой обеспечит промышленность мощными гибкими инструментами для проектирования математически обоснованных инфокоммуникационных систем управления. Синхронизация времени позволит выйти на качественно новый уровень проектируемым системам.

Литература

1. *Заде Л.А*. Основы нового подхода к анализу сложных систем и процессов принятия решений. Математика сегодня. М.: Знание. 1974. С. 5-49.
2. *Заде Л.А.* Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976.
3. *Орловский С.А.* Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации. М.: Наука, 1981.
4. *Бугаев А.С., Буслаев А.П., Козлов В.В., Яшина М.В.* Некоторые математические и информационные аспекты моделирования трафика // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 4. С. 29-31.
5. *Buslaev A., Yashina M., Kotovich I.* On problems of intelligent monitoring for traffic // Logistic Journal of IGPL. 2010 19(2), 384-394. DOI: 10.1093 / jigpal / jzq032
6. *Васильев В.И., Ильясов Б.Г.* Интеллектуальные системы управления. Теория и практика : учеб. пособие. М.: Радиотехника, 2009. 392 с.
7. *Zimmerman H.J.* Fuzzy programming and linear programming with several objective functions // Fuzzy sets and Systems. 1977. 1, pp. 15-55.
8. *Барков В.В., Яшина М.В.* Технологии разработки разделяемых библиотек на языке логического программирования Visual Prolog и их использование в других языках программирования // Телекоммуникации и информационные технологии. 2014. Т. 1. № 1. С. 51-53.
9. *Витковский А.Ю., Яшина М.В.* Распределенная серверная система сбора информации с движущихся объектов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015. Т. 2. № 2. С. 8-10.
10. *Яшина М.В., Толмачев А.А*. Методы распознавания образов для оценки характеристик пешеходных потоков // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 8. С. 45-51.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОГЕРЕНТНОГО МОДЕМА С МНОГОЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Алёшинцев Андрей Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,
alyoshintsev@mail.ru,

Санников Владимир Григорьевич,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,
tes_mtuci@mail.ru,

Аннотация

Приводится новое решение задачи повышения спектральной эффективности цифровой системы передачи с многочастотной модуляцией и оптимальными финитными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции на выходах узкополосных фильтров в различных каналах модема. Предложен новый метод многочастотной передачи данных на основе двумерной обработки оптимальных финитных сигналов, наблюдаемых в демодуляторах цифровой системы передачи. Приводится расчет спектрально-энергетической эффективности известных и нового модема, из которого следует, что разработанный модем превосходит по эффективности известные модемы.

***Ключевые слова**: цифровая система передачи, когерентный модем, узкополосные поднесущие, многочастотная модуляция, оптимальный финитный сигнал, спектральная эффективность.*

Введение

Развитие современных цифровых систем передачи данных (ЦСП), предполагает постоянное повышение их эффективности при заданной помехозащищенности [1]. Известно [2, 3], что с увеличением скорости передачи данных доминирующее влияние на снижение качества связи оказывает межсимвольная интерференция (МСИ). Поэтому актуальным направлением в решении задачи повышения эффективности ЦСП является разработка новых методов высокоскоростной передачи данных без МСИ. Для решения этой задачи разработан метод многочастотной передачи [4], когда «быстрый» поток передаваемых данных разделяется на множество параллельных «медленных» потоков, модулирующих поднесущие с разными частотами. Поскольку при уменьшении скоростей подканалов длительности их символьных интервалов увеличиваются, действие МСИ существенно уменьшается. В цифровых абонентских линиях все чаще предлагается использовать методы многочастотной модуляции (МЧМ) с узкополосными поднесущими. Например, Международным союзом электросвязи (МСЭ) разработан целый ряд методов МЧМ для высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи, нашедших свое практическое применение в современных ЦСП на основе проводных технологий и закрепленных в стандартах: G 992 (ADSL), G 993 (VDSL) и др. [4, 5]. Благодаря использованию ряда формирующих фильтров на передаче и набора согласованных с ними фильтров на приеме такая технология имеет ряд преимуществ по сравнению с другими технологиями. Так, использование узкополосных формирующих фильтров позволяет синтезировать для них оптимальные финитные сигналы (ОФС), принципиально не вызывающие на их выходах МСИ [6], что не требует введения защитных интервалов, следовательно, приводит к более высокой спектральной эффективности ЦСП с МЧМ и ОФС. Приведенные характеристики ЦСП с узкополосными поднесущими обусловили повышенный интерес к ним различных исследователей. Поэтому задача разработки новых методов МЧМ с узкополосными сигналами и повышенной спектральной эффективностью, рассматриваемая в данной работе, является актуальной и является продолжением работ авторов [7-12].

Цель работы. Разработка нового метода многочастотной передачи данных с повышенной спектральной эффективностью на основе двумерной обработки оптимальных финитных сигналов, наблюдаемых в демодуляторе ЦСП с узкополосными поднесущими.

Функциональная схема ЦСП с МЧМ и ОФС. В работе рассматривается модернизация многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами на основе квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Структурная схема системы, разработанная в [8], приведена на рис. 1, где *в модуляторе* в каждом из n каналов ($n=\overline{1,N}$) введены: ФС – формирователи ОФС, Q, I – ячейки квадратурной и синфазной составляющих сигнала КАМ, усилители, сумматоры и умножители, ФВ – фазовращатели на $\pi/2$ для поднесущих гармонических

колебаний, БВС – блок выдачи синхросигнала; *в демодуляторе* введены: БС – блок синхронизации СВН – схема восстановления поднесущей; СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты; СФ – согласованный фильтры, МПРУ – многопороговое решающее устройство. Полагаем, что БС, СВН и СВТЧ обеспечивают идеальную синхронизацию многочастотного модема.

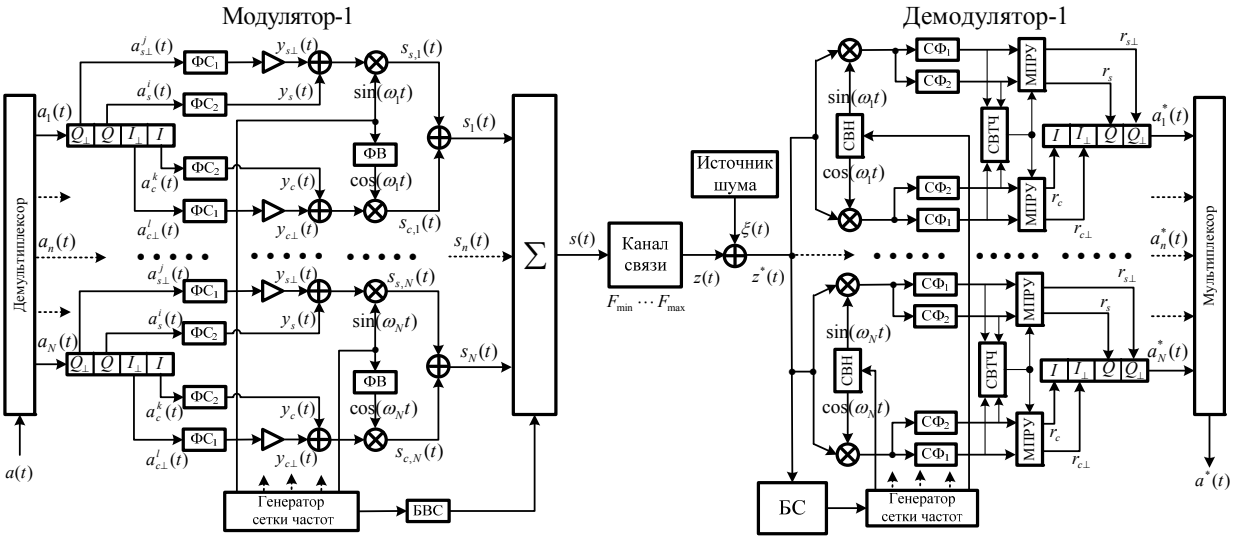


Рис. 1. Структурная схема многочастотной ЦСП с оптимальными финитными сигналами

В модуляторе n-го канала последовательность независимых и равновероятных двоичных сообщений $a_n(t)$ в блоке $Q_\perp Q\, I_\perp I$ путем соответствующего объединения двоичных символов (длительностью $T_s = NT$, где $V = 1/T$ – битовая скорость потока данных $a(t)$ на входе демультиплексора ЦСП), преобразуется в четыре независимые последовательности символов МАМ с $M = 2^m$ следующего вида: $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t), a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$, $k,l,i,j = \overline{0, M-1}$.

В блоках ΦC_1 и ΦC_2 *синфазного* канала (I) прямоугольные сигналы КАМ $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС-1 $y_c(t)$ и ОФС-2 $y_{c\perp}(t)$ [9].

В блоках ΦC_1 и ΦC_2 *квадратурного* канала (Q) прямоугольные сигналы КАМ $a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС $y_s(t), y_{s\perp}(t)$.

Формы и спектры ОФС-1 и ОФС-2 показаны на рис. 2.

Сигналы индивидуальных каналов ЦСП с МЧМ и ОФС формируются следующим образом

$$s_n(t) = \sum_k [a_{n,c,k}^m y_{n,c}(t - kT_s) + a_{n,c,k_\perp}^l y_{n,c_\perp}(t - kT_s)]\cos\omega_n t + \\ + [a_{n,s,k}^i y_s(t - kT_s) + a_{n,s_\perp,k}^j y_{n,s_\perp}(t - kT_s)]\sin\omega_n t, \quad n = \overline{1, N}. \tag{1}$$

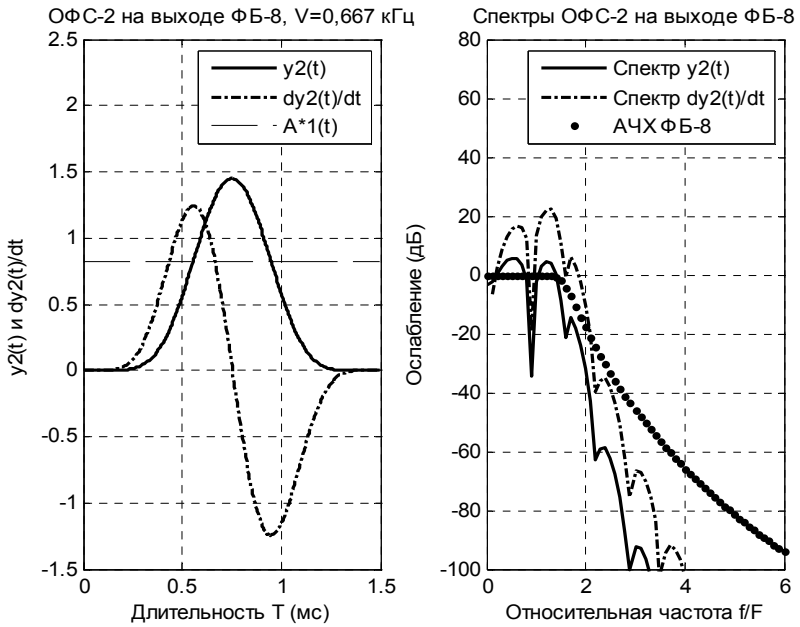


Рис. 2. Формы и спектры ОФС-1 и ОФС-2

На входе *демодулятора* модема с наблюдается сигнал в смеси с АБГШ: $z^*(t) = z(t) + \xi(t)$, который одновременно поступает на вход блока синхронизации (БС) и входы квадратурных подканалов, содержащих 2*n* перемножителей сигнала $z^*(t)$ с опорными синфазными $\cos(\omega_n t), n = \overline{1, N}$, колебаниями, формируемых на выходах генератора сетки частот демодулятора, и квадратурными $\sin(\omega_n t)$ колебаниями на выходах фазовращателей (ФВ). Сигналы с выходов перемножителей поступают на согласованные фильтры (СФ) индивидуальных подканалов, согласованные с ОФС $y_s(t), y_{s\perp}(t)$, $y_c(t), y_{c\perp}(t)$. Отклики СФ в моменты, кратные T_s, поступают на блоки МПРУ, на выходах которых образуются оценки сигналов КАМ. На выходах блоков $I\, I_\perp Q\, Q_\perp$ восстанавливаются «медленные» импульсные потоки индивидуальных подканалов $a_n^*(t), n = \overline{1, N}$, которые на выходе мультиплексора объединяются в «быстрый» импульсный поток $a^*(t)$, представляющий собой оценку переданного двоичного сообщения $a(t)$.

Новый метод организации модема ЦСП с МЧМ. Проблема повышения эффективности модемов в ЦСП связана с отысканием дополнительных средств формирования ортогональных структур обработки сигналов. В данной работе эта задача решается путем перехода от скалярной к векторной (двумерной) обработке принимаемых сигналов с использованием ортогональных матриц, составленных из поднесущих колебаний.

В виду того, что структура всех модемов ЦСП идентична (различие только в частоте поднесущего колебания), рассмотрим модернизацию модема только одного из каналов ЦСП, изображенной на рисунке 1. Так вместо четырех разрядного регистра в модуляторе-1 (рис. 1) перейдем к восьми разрядному в новом модуляторе-2, приведенному на рис. 3. Особенность этого модема в том, что передаваемый сигнал представляется в виде двумерной функции времени вида $[s_{1,t}, s_{2,t}]$

$$s_{1,t} = Y_{I,1}\cos\theta_t + Y_{Q,1}\sin\theta_t, \quad s_{2,t} = -Y_{I,2}\cos\theta_t + Y_{Q,2}\sin\theta_t, \quad \theta_t = \omega_n t, \tag{2}$$

где сигнал $s_{1,t}$ отображает первый блок данных, а $s_{2,t}$ – второй блок данных моулятора-2.

Основной проблемой рассматриваемого модема-2 является новый алгоритм демодуляции вектор-функции $[s_{1,t}, s_{2,t}]$. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

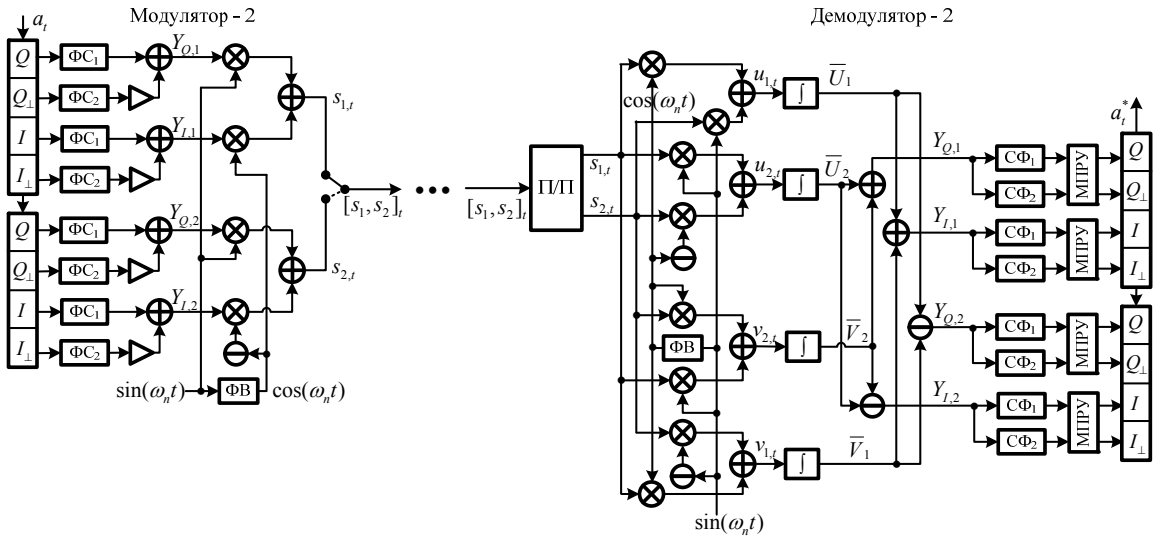


Рис. 3. Структурная схема модема с ОФС и повышенной эффективностью

В демодуляторе-2 (рис. 3) вначале наблюдаемый сигнал из последовательной формы преобразуется в блоке П/П в параллельную. Затем на основе ортогональных матричных поднесущих формируются вектор-функции вида

$$\begin{bmatrix} u_{1,t} \\ u_{2,t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_t & \sin\theta_t \\ \sin\theta_t & -\cos\theta_t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{1,t} \\ s_{2,t} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{1,t} \\ v_{2,t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_t & \sin\theta_t \\ -\sin\theta_t & \cos\theta_t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{1,t} \\ s_{2,t} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

компоненты которых с учетом (2), соответственно, равны

$$\begin{aligned} u_{1,t} &= (Y_{I,1}\cos\theta_t + Y_{Q,1}\sin\theta_t)\cos\theta_t + (-Y_{I,2}\cos\theta_t + Y_{Q,2}\sin\theta_t)\sin\theta_t, \\ u_{2,t} &= (Y_{I,1}\cos\theta_t + Y_{Q,1}\sin\theta_t)\sin\theta_t - (-Y_{I,2}\cos\theta_t + Y_{Q,2}\sin\theta_t)\cos\theta_t, \\ v_{1,t} &= (Y_{I,1}\cos\theta_t + Y_{Q,1}\sin\theta_t)\cos\theta_t - (-Y_{I,2}\cos\theta_t + Y_{Q,2}\sin\theta_t)\sin\theta_t, \\ v_{2,t} &= (Y_{I,1}\cos\theta_t + Y_{Q,1}\sin\theta_t)\sin\theta_t + (-Y_{I,2}\cos\theta_t + Y_{Q,2}\sin\theta_t)\cos\theta_t. \end{aligned} \tag{4}$$

Для восстановления передаваемых низкочастотных ОФС проводится интегрирование соотношений в (5). С учетом того, что гармоники на удвоенных частотах после интегрирования обнуляются, приходим к следующим соотношениям

$$\begin{aligned} \overline{U}_{1,t} &= \int u_1(\theta_t)d\theta_t = 0.5(Y_{I,1} + Y_{Q,2})_t, \quad \overline{V}_{1,t} = \int v_1(\theta_t)d\theta_t = 0.5(Y_{I,1} - Y_{Q,2})_t, \\ \overline{U}_{2,t} &= \int u_2(\theta_t)d\theta_t = 0.5(Y_{Q,1} + Y_{I,2})_t, \quad \overline{V}_{2,t} = \int v_2(\theta_t)d\theta_t = 0.5(Y_{Q,1} - Y_{I,2})_t. \end{aligned} \tag{5}$$

Откуда находим обобщенные ОФС вида

$$Y_{Q,1,t} = U_{2,t} + V_{2,t}, \quad Y_{I,1,t} = U_{1,t} + V_{1,t}, \quad Y_{Q,2,t} = U_{1,t} - V_{1,t}, \quad Y_{I,2,t} = U_{2,t} - V_{2,t}. \tag{6}$$

Компоненты $Y_{Q,1,t}, Y_{I,1,t}, Y_{Q,2,t}, Y_{I,2,t}$, представляют собой суммы взаимно ортогональных ОФС-1 и ОФС-2 (рис. 2), умноженные на цифровые эквиваленты сигналов КАМ. Оптимальный прием этих цифровых эквивалентов осуществляется посредством согласованной фильтрации (СФ) и многопорогового решающего устройства (МПРУ). При наличии шума наблюдения решения могут быть ошибочными, а качество работы модема характеризуется средней вероятностью ошибочных решений. Перейдем к анализу эффективности модемов с МЧМ.

Показатели эффективности ЦСП с МЧМ. При анализе работы ЦСП учитываются два показателя: 1) показатель спектральной эффективности $\eta_F = V / \Delta F_{ks}$, как относительная скорость передачи цифровых данных по каналу связи; 2) показатель энергетической эффективности, как такое отношение сигнал шум (ОСШ) $\eta_E = E_b / G_0$, при котором обеспечивается допустимая средняя вероятность битовой ошибки. Здесь E_b – энергия, приходящая на один бит данных, G_0 – односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ в канале связи с полосой частот $\Delta F_{ks} = F_{\max} - F_{\min}$.

Для ЦСП с МЧМ, показанной на рис. 1, в работе [9] получены следующие величины спектрально-энергетической эффективности

$$\eta_{F,1} = \frac{V}{\Delta F_{ks}} = \frac{4c}{\delta_{p,\gamma}} \operatorname{ld} M, \quad \eta_E = \frac{E_b}{G_0} = \left[erfcinv\left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2p_{dop} \operatorname{ld} M}}{1 - M^{-1}} \right) \right]^2 \frac{(M^2 - 1)}{3 \cdot \operatorname{ld} M}, \tag{7}$$

где $c = 0.71$, $\Delta F_{ks} = 2NF_p$, $F_p = \delta_{p,\gamma} F_\gamma$, $\delta_{p,\gamma} = \left[(10^{-0.1L_p} - 1) / (10^{-0.1L_\gamma} - 1) \right]^{1/2p}$, p – порядок канального фильтра Баттерворта, L_γ – ослабление по уровню 3 дБ, L_γ – ослабление по уровню 20 и более дБ, $x = erfcinv(y)$ – функция, обратная функции ошибки, $p_{dop} = 10^{-4}$ – допустимая средняя вероятность ошибки.

Для ЦСП с новым модемом-2 (рис. 3) очевидно, что показатель спектральной эффективности в два раза больше, чем для модема-1 (рис. 1), т.е. $\eta_{F,2} = 2\eta_{F,1}$.

Результаты расчета спектрально-энергетической эффективности МЧМ в обобщенном виде иллюстрируются на рис. 4. Для сравнения здесь приведены также данные спектральной эффективности для одночастотного модема стандарта V.34 (розовая кривая) [5].

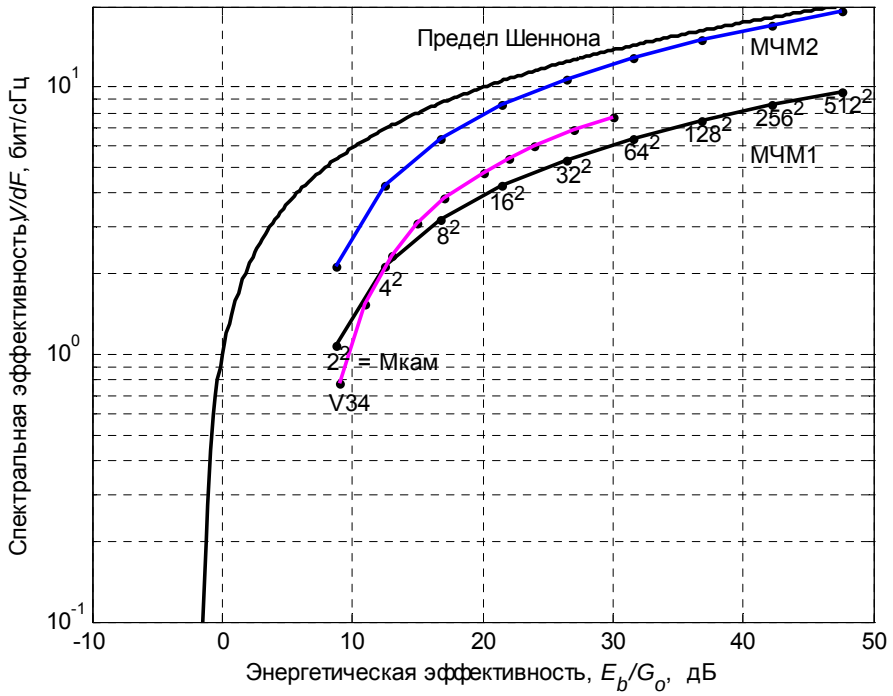


Рис. 4. Зависимости спектрально-энергетической эффективности модемов ($p_{dop} = 10^{-4}$)

Заключение

Анализ полученных результатов показывает, что модем-1 со спектральной эффективностью $\eta_{F,1}$ (МЧМ-1) при $M_{KAM} = 2 \times 2$ и ОСШ 9 дБ спектрально эффективнее модема V.34 на 0.3052 бит/(с·Гц), что обеспечивает выигрыш, составляющий 28,65%. Однако при увеличении ОСШ этот выигрыш нивелируется и уже при $E_b / G_0 > 15$ дБ модем V.34 превосходит по эффективности модем-1.

Разработанный модем-2 (МЧМ2) превосходит по эффективности как стандартизированный модем V.34, так и модем-1 (МЧМ1) и близок по эффективности к границе Шеннона. Реализация такого модема в цифровых телекоммуникационных системах позволит значительно повысить их спектральную эффективность. Предложенный подход может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе новых проводных технологий стандарта xDSL.

Литература

1. *Витерби А.Д., Омура Дж. К.* Принципы цифровой связи и кодирования: Пер. с англ. / Под ред. К. Ш. Зигангирова. М.: Радио и связь, 1982. 535 с.

2. *Wang X. and Poor V.H.* Wireless Communication Systems. Advanced Techniques for Signal Reception. Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 2004. 400 p.

3. *Morelli M., Mengali U*. Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels // IEEE Transactions on Communications, September 2000. Vol. 48, No. 9, pp. 1580-1589.

4. *Балашов В.А., Воробиенко П.П., Ляховецкий Л.М*. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. – М.: Эко –Трендз, 2012. 228 с.

5. *Лагутенко О.И*. Современные модемы. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2002. 343 с.

6. *Санников В.Г*. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь. 2012. № 5. С. 9-12.

7. *Алёшинцев А.В., Герасименко Х.В., Корольков А.А., Санников В.Г*. Эффективность цифрового когерентного модема оптимальных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе частотно-ограниченного радиоканала // DSPA, 2015.

8. *Алёшинцев А.В., Санников В.Г*. Многочастотный модем с повышенной спектральной эффективностью / Доклады IX Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» 23-25 ноября 2015. М.: Издание JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С. 61-65.

9. *Санников В.Г., Алёшинцев А.В*. Структура и эффективность адаптивного многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами // Электросвязь. 2016. № 6. С. 58-63.

10. *Санников В.Г., Алёшинцев А.В*. Математическое моделирование многочастотного модема с повышенной помехоустойчивостью // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 7. С. 52-58.

11. *Санников В.Г., Алёшинцев А.В*. Многочастотный модем как один из основных элементов системы "интеллектуальное здание" при удаленном управлении объектами // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 6. С. 21-27.

12. *Санников В.Г., Алёшинцев А.В*. Синтез финитных сигналов, согласованных с характеристиками фильтра баттерворта, по критерию максимума среднего значения его отклика // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2016. Т. 6. № 4. С. 477-481.

СКРЫТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМ КОМПЛЕКСОМ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОТРАНСИВЕРА

Афанасьев Илья Сергеевич,
ФГБОУ ВО «Ярославский государственный университет им.П.Г. Демидова», аспирант кафедры радиотехнических систем, г. Ярославль, Россия,
gipnonya@gmail.com

Ботов Владимир Александрович,
ФГБОУ ВО «Ярославский государственный университет им.П.Г. Демидова», старший преподаватель кафедры радиотехнических систем, г. Ярославль, Россия
bva@uniyar.ac.ru.

Селянская Екатерина Андреевна,
ФГБОУ ВО «Ярославский государственный университет им.П.Г. Демидова», старший преподаватель кафедры радиотехнических систем, г. Ярославль, Россия
e.selyanskaya@uniyar.ac.ru

Аннотация

Исследованы базовые принципы организации скрытных радиоканалов в системе командно-информационного взаимодействия между подвижными объектами и пунктом управления. Основу канала составляет высокоскоростной помехоустойчивый модем с функцией адаптации под существующие условия и особенности решаемых задач управления. Реализация режима скрытности основана на расширении спектра и ориентирована на предельные характеристики модема. К таким характеристикам относятся предельная канальная скорость и полоса сигнала. Реализуемая в модеме сигнально-кодовая конструкция обеспечивает необходимое качество передачи в условиях частотно-временного рассеяния в канале.

Предлагается система скрытного управления беспилотным подвижным объектом (БПО), в качестве которого может выступать роботизированный комплекс (автомобиль, платформа на колесном ходу, быстроходный катер, БЛА). Управление может осуществляться с земли (НПУ), с воды (яхта, катер), с воздуха (вертолет, БЛА). В основе системы лежит многофункциональный приемо-передающий модуль (МППМ) в составе 4-х канального радиотрансивера с прямым преобразованием частоты и блока цифровой обработки на базе высокопроизводительной ПЛИС. В основе скрытного управления лежит расширение спектра, реализуемое методом прямой модуляции.

Ключевые слова: *скрытный канал, двухканальный радиотрансивер, разнесенный прием, адаптивная скорость передачи.*

Введение

Переход к режимам с различными скоростными характеристиками осуществляется программным способом за счет изменения сигнально-кодовых конструкций, структуры алгоритмов обработки, принудительно либо в автоматическом режиме. Подобные режимы реализуются на базе платформы с перепрограммируемой конфигурацией, в основе которых лежат высокопроизводительные ПЛИС. Соответственно, приемо-передающий модуль с перепрограммируемой конфигурацией обладает фиксированной шириной частотной полосы, согласованной с максимальной реализуемой канальной скоростью, и чувствительностью, обеспечивающей заданный уровень битовой ошибки на выходе приемника. При этом освобождающийся частотный ресурс при переходе на среднескоростные и низкоскоростные режимы, направляется на реализацию функции скрытности радиоканала.

1. Обобщенная структурная схема системы скрытного управления. Постановка задачи

На основе выполненных исследований предложен вариант обобщенной структурной схемы системы, построенной на основе двухканальной системы обмена информацией между подвижным объектом и пунктом управления. Первый канал реализует принцип симплексной высокоскоростной передачи видео и данных. Второй канал реализует полнодуплексный канал с частотным разделением, либо полудуплексный скрытный режим с временным разделением для низкоскоростной скрытной передачи команд управления.

Основой системы служит высокоскоростной модем, который по сигналу управления изменяет свои параметры. Изменению могут подвергаться сигнально-кодовая конструкция, скорость передачи данных и команд управления (коэффициент расширения), частотный диапазон.

В основе системы управления лежит многофункциональный приемо-передающий модуль (МППМ) в составе 4-х канального радиотрансивера с прямым преобразованием частоты и блока цифровой обработки на базе высокопроизводительной ПЛИС. МППМ реализует полный набор многоканальной обработки сигналов: 1R1T, 2R2T, 4R4T, 2R1T, 4R1T с режимами когерентного весового суммирования и выбором лучшей антенны. Система управления РТК относится к классу адаптивных систем с автоматическим выбором канального режима, скоростного режима, сигнально-кодовой конструкции, режима скрытности.

Система управления одиночным БПО

– два независимых разделенных по частоте канала: информационный канал (симплекс-видео) и командно-телеметрический канал (частотный полнодуплекс или полудуплекс с временным разделением);

– высокая помехоустойчивость и помехозащищенность;

– высокая скрытность, работа под шумами;

– низкая вероятность перехвата;

– высокоточная автономная относительная навигация, обеспечивающая управление БПО по одному каналу (в случае выхода из строя видео канала).

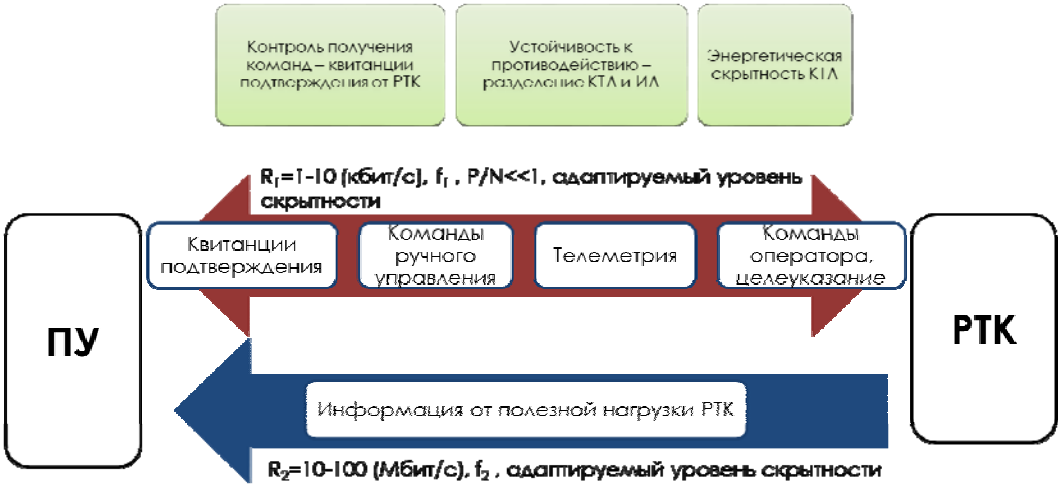


Рис. 1. Структурная схема скрытной системы управления РТК

На рисунке 1 приведена обобщенная схема скрытной системы управления робототехническим комплексом (РТК). Система содержит два канала: канал РТК-ПУ симплексный, служит для сброса информации с полезной нагрузки РТК на пункт управления ПУ (синий цвет); командно-телеметрический канал ПУ-РТК, РТК-ПУ полнодуплексный с частотным разделением (красный цвет) передает команды управления с ПУ на РТК, передает телеметрическую и навигационную информацию. В обоих каналах реализован адаптируемый уровень скрытности на основе расширения спектра. В каналах реализован следующий скоростной режим: по каналу сброса информации до 100 Мбит/с, командно-телеметрическом канале до 10 кбит/с.

2. Геометрическая интерпретация задачи скрытного управления

Геометрическая интерпретация задачи скрытного управления приведена на рис. 2, где сплошной линией показан радиоканал между двумя объектами, подлежащий «закрытию» (дуплексный или полудуплексный с временным разделением). В любой точке пространства, за исключением окружающей объекты охранной зоны (показана штриховой линией), отношение спектральных плотностей мощности сигнала и шума сканирующего радиоприемного устройства (СП) не должно превышать заданной величины, определяющей энергетическую скрытность системы.

Задача скрытной передачи решена в условиях ограничений на полосу сигнала (обусловлено технологическими возможностями). При заданной скорости передачи это ограничивает максимальный коэффициент расширения спектра, соответственно зависящий от него эффект энергетической скрытности [2]. Для низкоскоростных каналов с ограниченной частотной полосой (передача команд управления, передача телеметрической информации, навигационной информации) эффект будет максимальным, для высокоскоростных каналов передачи (передача видео, данных) эффект минимален.

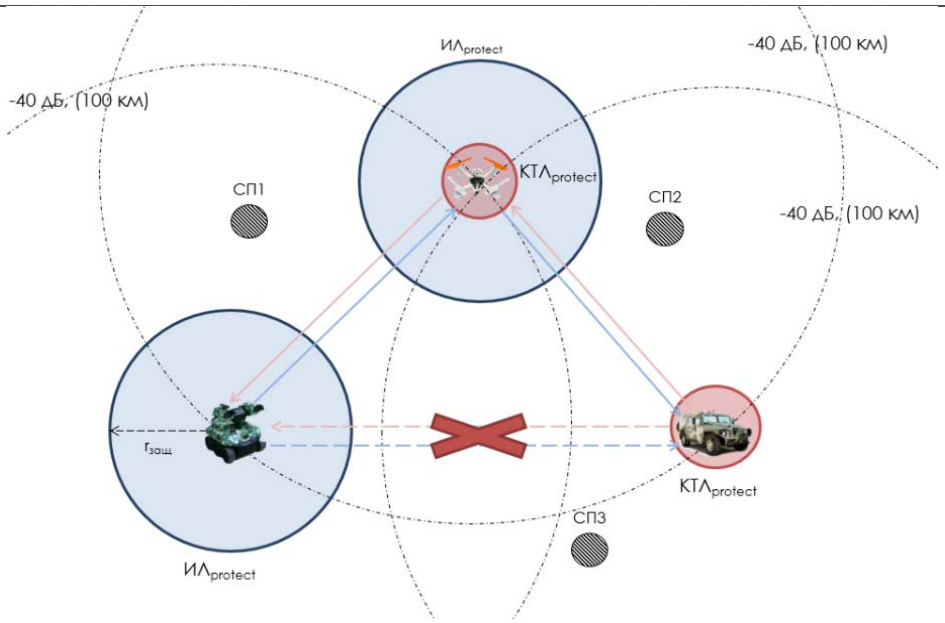


Рис. 2. Геометрическая интерпретация задачи скрытного управления

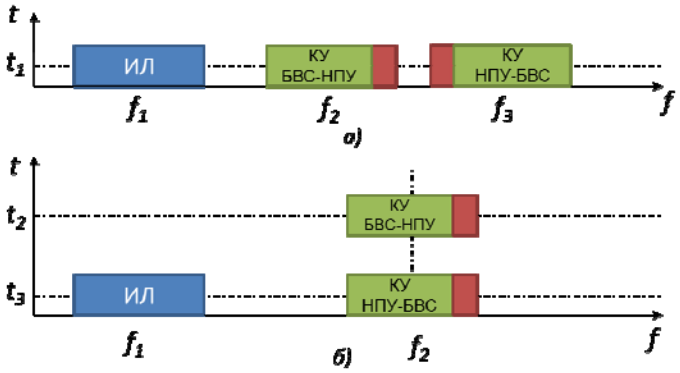


Рис. 3. Частотный план системы управления РТК

3. Структурная схема двухканального радиотрансивера

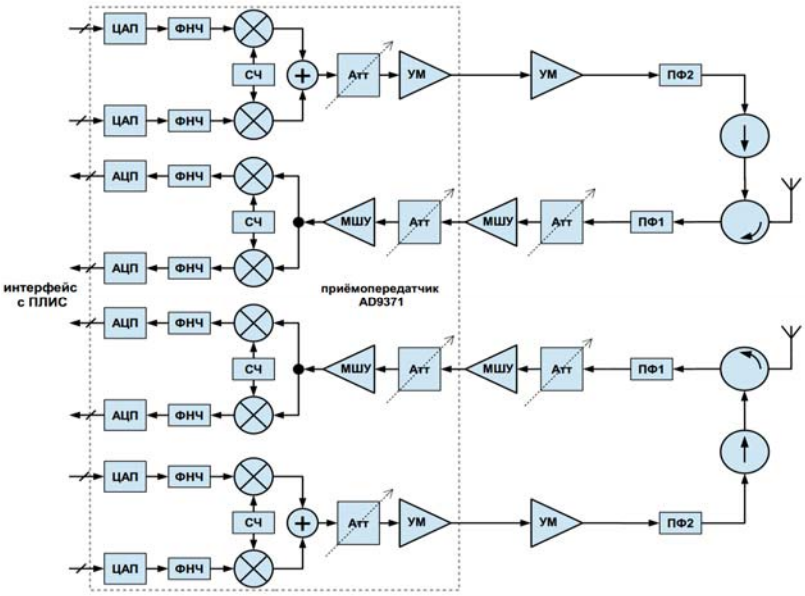


Рис. 4. Структурная схема двухканального радиотрансивера на базе AD9371

Рис. 5. Внешний вид платы ЦОС

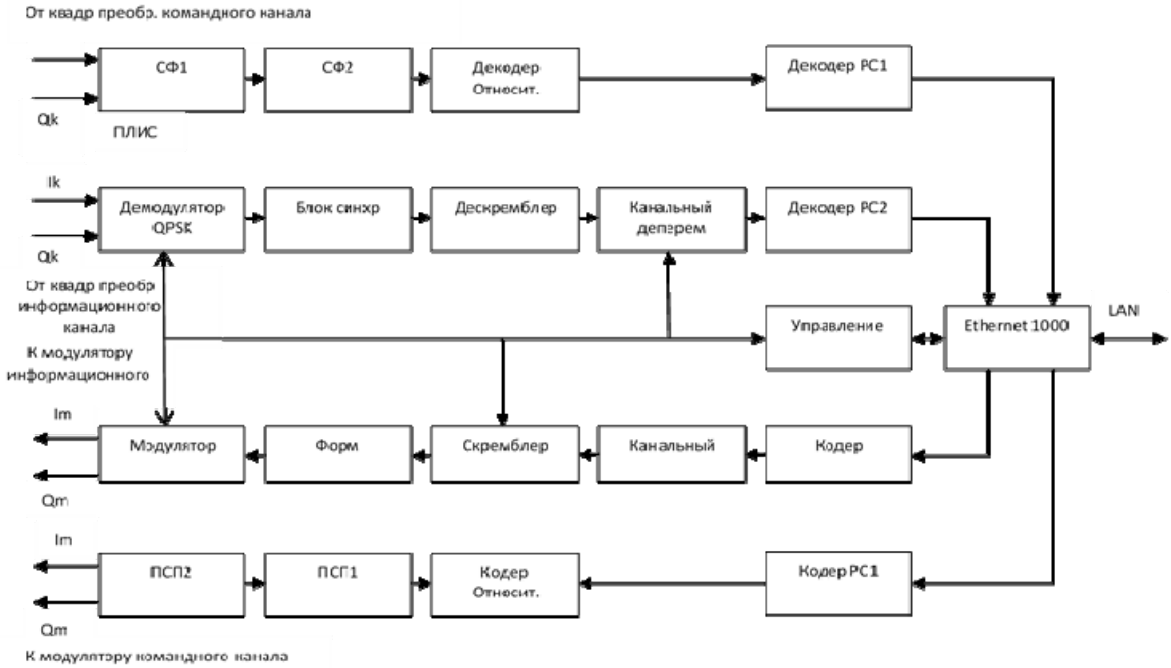


Рис. 6. Функциональная схема блока ЦОС

4. Обоснование применения многоканального радиотрансивера для реализации пространственного мультиплексирования

Исходные данные [6, 7]:

1. Свойства пространственного канала определяются вектором-столбцом коэффициентов передачи для каждой приемной антенны или для каждого луча.

2. На выходе системы связи принятые сигналы суммируются с комплексными весовыми коэффициентами, которые записываются весовым вектором .

3. Результирующий сигнал равен

где — – среднее ОСШ на символ.

Видно, что при оптимальном весовом суммировании выходное ОСШ представляет собой сумму ОСШ в каждой антенне. Плотность вероятности ОСШ зависит от статистических свойств замираний сигналов [5].

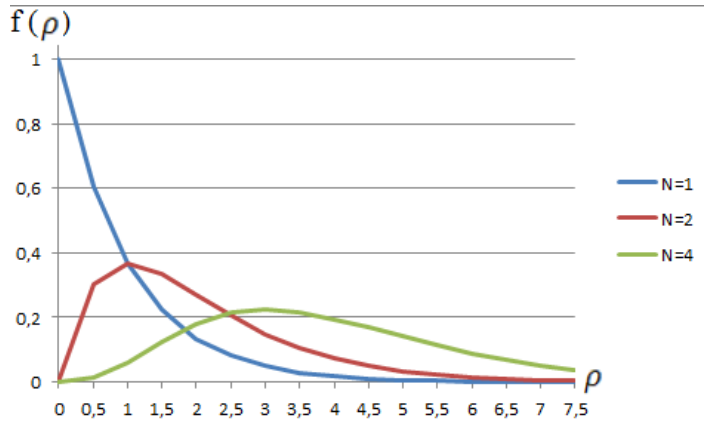


Рис. 7. Плотность вероятности ОСШ для разного числа антенн при когерентном суммировании антенн

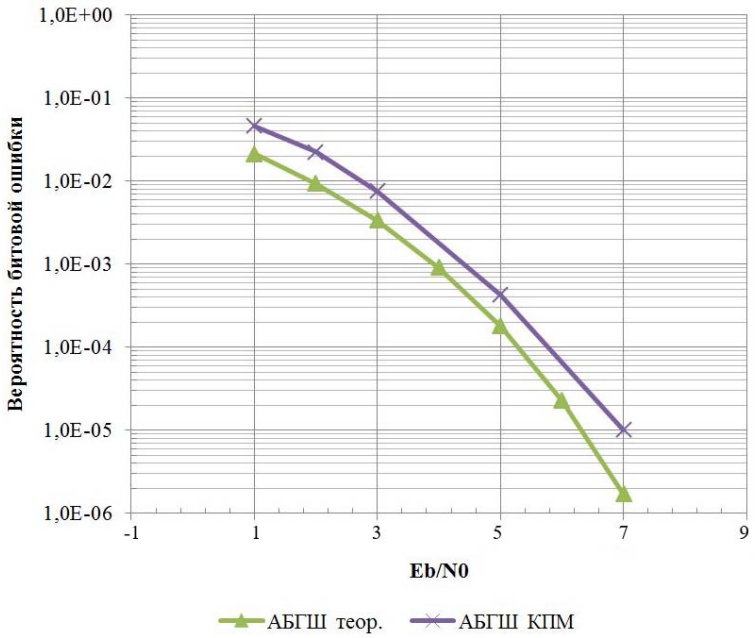


Рис. 8. Кривые энергетической эффективности БЭ для канала АБГШ, прием на две антенны

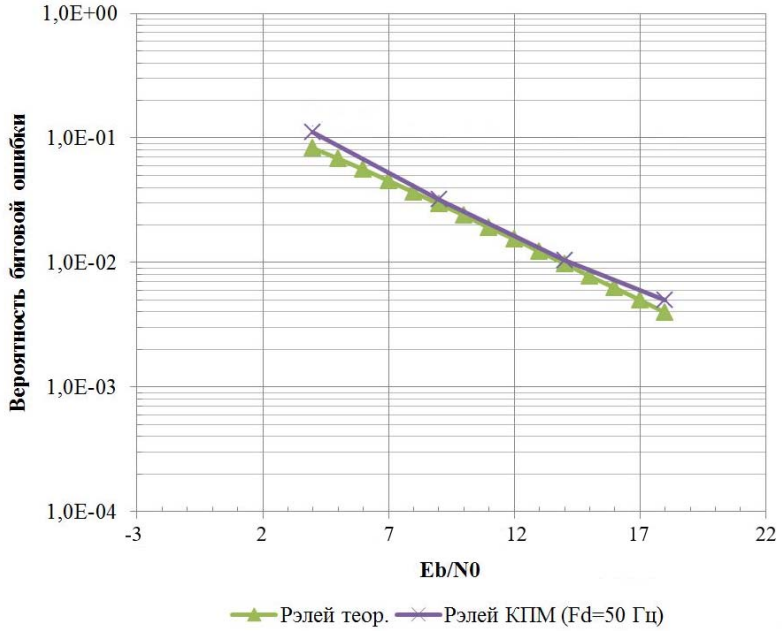


Рис. 9. Кривые энергетической эффективности БЭ для канала АБГШ с рэлеевскими замираниями, прием на две антенны

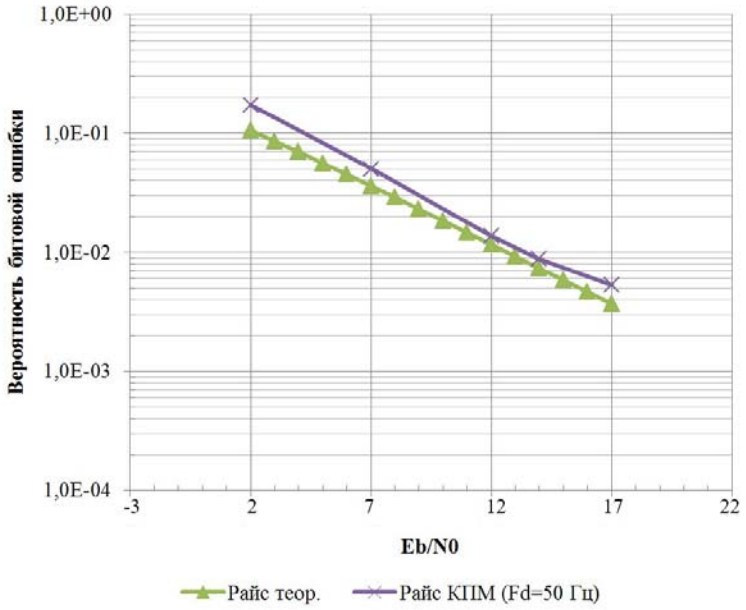


Рис. 10. Кривые энергетической эффективности БЭ для канала АБГШ с райсовскими замираниями, прием на две антенны

На рисунке 8 экспериментальные кривые получены для режима «выбор лучшего канала», реализованного на основе сравнения потока ошибок на выходе канального декодера (декодер Рида Соломона с кодовой скоростью Rc=0,9). Поскольку эффективность канального кодирования в гауссовском канале минимальна, его влияние на результат эксперимента также минимально. Сравнение говорит об энергетическом выигрыше разнесенного приема на две антенны по сравнению с приемом на одну антенну. Он составляет около 3 дБ.

На рис. 9приведено сравнение энергетической кривой, полученной в результате испытаний в условиях рэлеевских замираний и собственных шумов приемника и теоретической кривой для DQPSK модуляции в канале с АБГШ в условиях идеальной частотной и временной синхронизации для приема на две антенны (2R1T).Выигрыш разнесенного приема на две антенны по сравнению с приемом на одну антенну от 3 до 5 дБ. Частично рост выигрыша объясняется также наличием канального кодера. В то же время определенную поправку вносит доплеровская компонента, вследствие чего в канале наблюдается частотное рассеяние.

В этой ситуации можно предположить, что канальное кодирование компенсирует доплеровскую поправку и сравнение кривых вполне корректно.

Анализ кривых на рисунке 10 показывает, что энергетический выигрыш разнесенного приема на две антенны по сравнению с приемом на одну антеннусоставляет, как и в рэлеевском канале от 3 до 5 дБ. Частично рост выигрыша объясняется также наличием канального кодера.

Заключение

1. С учетом требований к функционалу и техническим характеристикам был выбран вариант БЭ на основе широкополосного двухканального радиотрансивера прямого преобразования частоты м/с AD9361 с блоком цифровой обработки на основе высокопроизводительной ПЛИС XilinxZynq-7000 XC7045

2. Для выбранных радиотрансивера и ПЛИС был выполнен анализ возможности реализации следующих режимов, отвечающих техническим требованиям к базовому элементу по скорости и энергетическому потенциалу: 1R1T – стандартный режим «точка-точка», 2R1T – режим разнесенного приема на две антенны. Результаты анализа показали возможность повышения энергетической эффективности каналов НПУ-БВС и БВС-НПУ до 3 дБ за счет разнесенного приема 2R1T в случае выбора «лучшей антенны» и до 5-6 дБ за счет разнесенного приема 2R1T в случае «когерентного суммирования». В канале БВС-БВС режим 2R1T показал результат с более низким эффектом по сравнению с режимом 1R1T, что объясняется более благоприятными условиями в канале (близость к гауссовскому каналу) и, как следствие, более высокими общими энергетическими показателями.

4. Обоснована возможность реализации в канале ИРЛ скорости передачи до 50Мбит/с в режиме 2R1T (для передачи информации в канале ПЛИС–м/с AD9361 используется интерфейс LVDS). В режиме 2-е выборки на элемент символьная скорость составляет 30,72 Мсим/с. Соответственно, для разнесенного приема с СКК DQPSK+RS информационная скорость 50 Мбит/с реализуется для кодовой скорости Rc, превышающей значение 0,81. В то же время для тяжелых канальных условий и отсутствия требований высокой скорости целесообразно использовать режим 4-е выборки на элемент с переходом на пониженную символьную скорость.

5. При пропускной способности командно-телеметрического канала до 50 кбит/с коэффициент расширения достигает величины 30 дБ. При этом в точке приема скрытность может составить до -20 дБ. В режиме пониженной скорости передачи можно добиться большего эффекта расширения. При скорости 5 кбит/с коэффициент расширения достигает величины 40 дБ, соответственно, скрытность в точке приема близка к -30 дБ. При длинных ПСП предусмотрен переход от одной ПСП к двум вложенным, существенно упрощается реализация ПСП при меньшем ресурсе.

Испытания по всем пунктам экспериментальные образцы выдержали, расхождения с расчетными данными составили не более 1,5 дБ в пересчете на энергетические показатели.

Литература

1. *Казаков Л.Н., Кренев А.Н., Селянская Е.А., Ильин Е.М., Полубехин А.И.* Методология организации скрытных радиоканалов внутри группы подвижных объектов // Вестник СибГУТИ. № 3 (35). 2016.

2. *Ботов В.А., Казаков Л.Н., Селянская Е.А., Соловьев Д.М.* Экспериментальные исследования объектами в условиях многолучевого распространения // Вестник СибГУТИ. № 3 (35) 2016.

3. *Казаков Л.Н., Соловьев Е.А., Селянская Д.М., Афанасьев И.С.* Моделирование частотно-временного рассеяния сигнала в мобильном многолучевом радиоканале // Электросвязь. 2017. №4. С. 40-47.

4. *Казаков Л.Н., Селянская Е.А., Ботов В.А., Афанасьев И.С.* Development of secretive radio channels for transmission of data and control commands for unmanned aerial vehicles / 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017.

5. *Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г.* Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. 368 с.

6. *Крейнделин В.Б., Старовойтов М.Ю.* Повышение помехоустойчивости системы связи MIMO с пространственным мультиплексированием методом додетекторного сложения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №4. С. 4-13.

7. *Старовойтов М.Ю.* Изучение пределов помехоустойчивости нестационарного канала MIMO с выбором антенн на приеме // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №8. С. 63-68.

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

Богачев Вячеслав Михайлович,
Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», Москва, Россия,
bogachev_vm@mail.ru

Балашков Михаил Владимирович,
Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», Москва, Россия,
balashkov@mail.ru

Аннотация.
Предложен новый комбинированный метод экспоненциальной аппроксимации откликов линейных и квазилинейных динамических систем с собственными частотами любой кратности. На первом этапе методом интерполяции по Прони – Паде восстанавливается полный экспоненциальный полином исходной системы и определяются комплексные огибающие первого и второго приближения (каждое вдвое меньшего порядка). На втором этапе авторским методом матричных пучков выполняется вторичное упрощение первого приближения с сохранением точности и понижением порядка до полутора раз. Синтезирована операторная модель высокочастотной части суперрегенеративного приемника.

Ключевые слова: *Метод Прони, преобразование Лапласа, вычеты в кратных полюсах, ξ-преобразование, укороченные операторные уравнения, метод матичных пучков, системы с высокой избирательностью, математические модели.*

Введение

Метод экспоненциальной аппроксимации восходит к работам Прони (1795 г.) и фрагментарно применяется во многих его современных модификациях. О многолетней эволюции методов экспоненциальной аппроксимации можно судить по результатам и обзорным разделам работ [1-3]. Добавим к ним новые публикации по численным методам экспоненциальной аппроксимации [4] и интервальной модификации метода для моделирования колебаний в нелинейных системах [5]. Отметим так же интенсивно развивающийся в последние годы (ассоциированный с методом Прони) метод матричных пучков [6]. Последний можно рассматривать как универсальный метод экспоненциальной аппроксимации.

Метод Прони основан на замене переменных $\xi = \exp(st)$, что позволяет перейти от трансцендентных уравнений, заданных эквидистантным набором отсчетов экспоненциальных полиномов с шагом τ, к системе алгебраических полиномов относительно $\xi_n = \exp(n\tau)$. По аналогии с Z-преобразованием (с заменой переменных $z = \exp(-zt)$) ξ-преобразование можно рассматривать как ветвь операторных преобразований. Так, в монографии [3] сформулирован ряд теорем, аналогичных теоремам разложения в методах Лапласа и *Z*-преобразования. Кроме того, метод ξ-преобразования применен для решения задачи экспоненциальной интерполяции, однако решение ограничено вещественными функциями и системами с простыми собственными частотами. Эти недостатки преодолены в [7], где в общем виде найдено соответствие между разложениями на элементарные дроби любой кратности на ξ- и *s*-плоскостях. В настоящей работе применен модифицированный метод формирования рациональной ξ-функции на основе комбинации метода Прони и аппроксимации Паде. Метод применим для восстановления полных вещественных экспоненциальных полиномов и получения их «укороченных» копий по комплексной огибающей. Задача решается методами укороченных операторных уравнений для линейных и квазилинейных динамических систем с собственными частотами любой кратности [8-10]. На заключительном этапе применяется авторский вариант метода матричных пучков.

Цель статьи двояка – 1) *разработать комбинированный метод Прони – Паде аппроксимации комплексных функций одной переменной с собственными частотами любой кратности, и на этой основе разработать методику синтеза полных и укороченных операторных моделей селективных систем;* 2) *сформулировать процедуру и привести примеры вторичного упрощения операторных моделей на основе авторской версии метода матричных пучков.*

Статья является развитием идей, кратко представленных в ранних работах авторов [7, 11, 12].

Комбинированный метод экспоненциальной аппроксимации

Импульсную характеристику линейной динамической системы с постоянными (в общем случае комплексными) коэффициентами порядка n, имеющую K различных корней s_k кратности μ_k, так что $n=\Sigma_{k=1}^{K}\mu_k$, можно записать в виде экспоненциального полинома:

$$f(t)=\sum_{k=1}^{K}\left(\sum_{m=1}^{\mu_k}C_{k\,m}t^{m-1}\right)\exp(s_k t). \tag{1}$$

Оригиналу $f(t)$ соответствует изображение – дробно-рациональная функция:

$$V(s)=\frac{A(s)}{B(s)}=\frac{a_0+a_1 s+\ldots+a_m s^m}{1+b_1 s+\ldots+b_n s^n},\quad n\ge m. \tag{2}$$

В радиоэлектронике $V(s)$ – это передаточная или (в общем случае) схемная функция.

Поскольку согласно (1) функция $f(t)$ характеризуется $2n$ комплексными параметрами C_{km}, s_k, то для интерполяции необходимо знать $2n$ её комплексных отсчетов. Решение упрощается, если отсчеты расположены эквидистантно с шагом τ [1-3]:

$$F_\nu=f(\nu\tau),\quad \nu=\overline{0,2n-1}. \tag{3}$$

Следуя [3], сформируем однородное дифференциальное уравнение порядка n:

$$\Phi^{(n)}(x)+b_1\Phi^{(n-1)}(x)+\ldots+b_n\Phi(x)=0, \tag{4}$$

решение которого при начальных условиях $\Phi^{(\nu)}(0)=F_\nu$, $\nu=\overline{0,n-1}$ удовлетворяет и дополнительным условиям $\Phi^{(\nu)}(0)=F_\nu$, $\nu=\overline{n,2n-1}$. Условия (3) определяют так же первые члены разложения $\Phi(x)$ в ряд Тейлора:

$$\Phi(x)=F_0+F_1x+F_2x^2/2!+\ldots+F_{2n-1}x^{2n-1}/(2n-1)!\ldots \tag{5}$$

Преобразовав (5) по Лапласу получим изображение $\Phi(x)$ на ξ-плоскости:

$$\Phi(\xi)=F_0\xi^{-1}+F_1\xi^{-2}+F_2\xi^{-3}+\ldots+F_{2n-1}\xi^{-2n}\ldots$$

Изображению $\Phi(\xi)$ можно поставить в соответствие рациональную аппроксимацию:

$$\Phi(\xi)=\frac{A(\xi)}{B(\xi)}=\frac{A_0\xi^{n-1}+A_1\xi^{n-2}+\ldots+A_{n-1}}{\xi^n+B_1\xi^{n-1}+\ldots+B_n}. \tag{6}$$

Неизвестные коэффициенты полинома знаменателя $B(\xi)$ определяются из уравнений Прони [3]:

$$\begin{bmatrix}F_0 & F_1 & \cdots & F_{n-1}\\ F_1 & F_2 & \cdots & F_n\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ F_{n-1} & F_n & \cdots & F_{2n-2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}B_n\\ B_{n-1}\\ \vdots\\ B_1\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}F_n\\ F_{n+1}\\ \vdots\\ F_{2n-1}\end{bmatrix}. \tag{7}$$

Коэффициенты полинома числителя $A(\xi)$ рассчитываются по прямым формулам Паде [13]:

$$A_0=F_0,\quad A_1=F_1+B_1F_0,\quad A_2=F_2+B_1F_1+B_2F_0,\quad \ldots,\quad A_{n-1}=F_{n-1}+B_1F_{n-1}+\cdots+B_{n1}F_0. \tag{8}$$

Разложим полином $B(\xi)$ на простые множители и с учетом числа различных корней и их кратностей запишем ξ-изображение (6) на элементарные дроби:

$$\Phi(\xi)=\sum_{k=1}^{K}\left(\sum_{m=1}^{\mu_k}B_{k,m}/(\xi-\xi_k)^{\mu_k+m-1}\right),\quad n=\sum_{k=1}^{K}\mu_k. \tag{9}$$

Известно [3], что дробям первого порядка соответствуют простые s-изображение и оригинал: $1/(\xi-\mu)\subset 1/(s+\alpha)\subset\exp(-\alpha t)$, где $\alpha=\ln(\mu)/\tau$. Следуя изложенной выше процедуре Прони – Паде, получим ξ-изображения функций $t^{k-1}\exp(-\alpha t)/(k-1)!\subset 1/(s+\alpha)^k$ для произвольного k. Разрешим полученные соотношения относительно нормированных ξ-дробей и занесем их в таблицу.

Общее выражения для $f(t)$, соответствующее изображению $\mu^{N-1}/(\xi-\mu)^N$ получено в [7]. Таким образом, располагая решением (9) в виде разложения на элементарные дроби на ξ-плоскости, с помощью данных таблицы или общего решения при $\mu_k>4$ находим s-изображение и оригинал $f(t)$.

Таблица

Взаимосвязь ξ- и s-изображений с функцией оригиналом $f(t)$

$V(\xi)$	$V(s)$	$f(t)$
$\frac{\mu}{(\xi-\mu)^2}$	$\frac{1}{\tau(s+\alpha)^2}$	$\frac{t}{\tau}\exp(-\alpha t)$
$\frac{\mu^2}{(\xi-\mu)^3}$	$-\frac{1}{2\tau(\mathrm{s}+\alpha)^2}+\frac{1}{\tau^2(s+\alpha)^3}$	$\left[-\frac{1}{2}\frac{t}{\tau}+\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right]\exp(-\alpha t)$
$\frac{\mu^3}{(\xi-\mu)^4}$	$\frac{1}{3\tau(s+\alpha)^2}-\frac{1}{\tau^2(s+\alpha)^3}+\frac{1}{\tau^3(s+\alpha)^4}$	$\left[\frac{1}{3}\frac{t}{\tau}-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2+\frac{1}{6}\left(\frac{t}{\tau}\right)^3\right]\exp(-\alpha t)$

Примеры моделирования динамических избирательных систем

В качестве примера рассмотрим высокочастотную часть супергетерадинного радиоприемного устройства (РПУ). Блок схема РПУ состоит из усилителя высокой частоты (УВЧ), гетеродина и усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Сначала рассмотрим моделирование отдельных блоков, в заключение получим операторную модель и переходную характеристику устройства в целом.

1. Усилитель высокой частоты. В качестве УВЧ выберем однокаскадный двухконтурный резонансный усилитель на полевом транзисторе (ПТ) с симметрично расстроенными контурами (рисунок 1). Входную и выходную емкости транзистора отнесем к соответствующим контурам, емкость «затвор–сток» $C_{\text{ЗС}}$ учтем как элемент внутренней обратной связи (ОС).

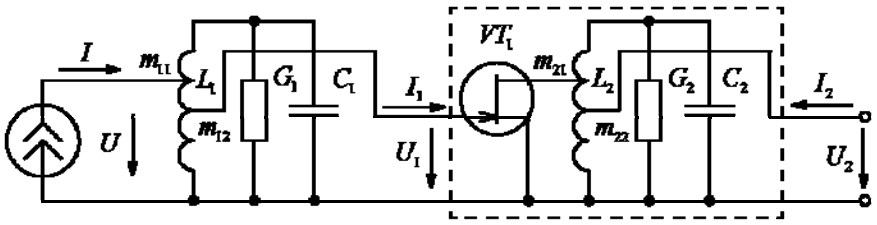


Рис. 1. Модель резонансного усилителя на полевых транзисторах

Считая, что в усилителе (при $C_{\text{ЗС}}=0$) выбрана расстройка между контурами, обеспечивающая симметричную амплитудно-частотную характеристику относительно средней частоты $\omega_0=(\omega_1+\omega_2)/2$ и принимая $\chi_k=m_{k1}/m_{k2}=1$, нормированный коэффициент передачи по напряжению запишем в виде:

$$K_U(s)=\frac{8(4Q^2-\alpha^2)(1-b_0 s/K_0)s^2}{h_4 s^4+h_3 s^3+h_2 s^2+h_1 s+h_0}. \qquad (10)$$

где

$$h_4=(4Q^2-\alpha^2)(4Q^2+8Qb_0-\alpha^2);\ \ h_3=4(4Q^2-\alpha^2)[2Q+b_0(K_0+2)];$$
$$h_2=32Q^3(Q+b_0)+8Q^2(\alpha^2+2)-4\alpha^2;\ \ h_1=32Q^3;\ \ h_0=16Q^4.$$

Здесь K_0- коэффициент передачи на частоте ω_0 при $\alpha_k=0$ и $C_{\text{ЗС}}=0$; b_C – нормированная проводимость элемента ОС на частоте ω_0; $s=p/\omega_0$ – нормированный оператор; Q_k, $\alpha_k=2Q_k(\omega_k-\omega_0)/\omega_k$ – добротность и обобщенная расстройка k-го контура. В (10) учтено, что при симметричной расстройке $\alpha_1=-\alpha_2=\alpha$ и $Q_1=Q_2=Q$.

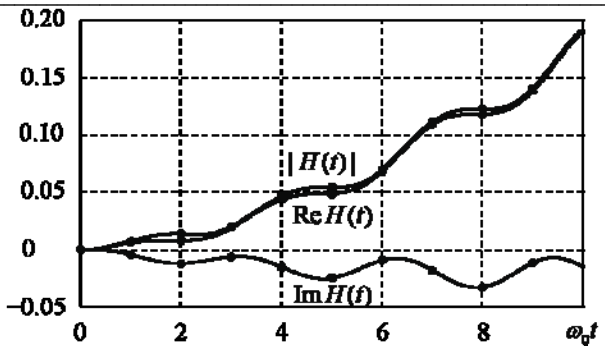


Рис. 2. Вещественная и мнимая составляющие и модуль комплексной огибающая переходной характеристики УВЧ как функция безразмерного времени

Найдем на основе оператора $H(s) = K_U(s)/(s - j\omega_0)$ (10) отсчеты огибающей переходной характеристики усилителя при резонансном воздействии в десяти равноотстоящих точках с шагом $\tau = 1$ (рисунок 2):

$$F_0 = 0,\ F_1 = 0.006127 - 0.004532j,\ F_2 = 0.007757 - 0.011924j,\ F_3 = 0.019193 - 0.00584j,$$
$$F_4 = 0.044037 - 0.015184j,\ F_5 = 0.04879 - 0.02460j,\ F_6 = 0.068440 - 0.008993j,$$
$$F_7 = 0.10909 - 0.01765j,\ F_8 = 0.118351 - 0.032210j,\ F_9 = 0.138936 - 0.01090j.$$

Подставив F_k в (7), получим коэффициенты знаменателя функции $\Phi(\xi) = A(\xi)/B(\xi)$:

$$B_0 = 1,\ B_1 = -2.108198 + 1.725916j,\ B_2 = -0.07911 - 4.32024j,$$
$$B_3 = 3.0220 + 2.8558j,\ B_4 = -2.36915 + 0.35728j,\ B_5 = 0.53446 - 0.61881j.$$

Коэффициенты полинома числителя $A(\xi)$ найдем по прямым формулам Паде (8):

$$A_0 = 0,\ A_1 = 0.006127 - 0.004532j,\ A_2 = 0.002661 + 0.008204j,$$
$$A_3 = 0.003357 + 0.006573j,\ A_4 = -0.048085 - 0.018325j.$$

По этим данным, представленным в программе с точностью 10^{-16}, найдем рациональную функцию $\Phi(\xi) = A(\xi)/B(\xi)$, полюсы ξ_k и вычеты в полюсах $B_{k1}, k = 1,2,...,5$. Поскольку все полюсы простые, то при переходе на s-плоскость полюсы равны $s_k = (\lg \xi_k)/\tau$, а вычеты не изменяются $A_{k1} = B_{k1}$:

$$s_1 = -0.055335 - 2.050559j,\ s_2 = -0.045315 - 1.950906j,$$
$$s_3 = -0.055335 + 0.050559j,\ s_4 = -0.045315 - 0.049094j,\ s_5 = 0;$$
$$A_{11} = -0.025623 - 0.000718j,\ A_{21} = 0.024370 + 0.000589j, \qquad (11)$$
$$A_{31} = -0.472660 + 0.518382j,\ A_{41} = -0.523648 - 0.482444j,\ A_{51} = 0.997561 - 0.035810j.$$

Представим переходную характеристику в операторной форме в виде суммы элементарных дробей и распределим их по порядкам малости. После суммирования получим полную и укороченную переходные характеристики $H(\mathrm{s})$ и $\overline{H}(\mathrm{s})$. Исключив оператор внешнего воздействия, получим коэффициенты передачи, полный и укороченный:

$$K_U(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_4 s + 1}; \qquad (12)$$

$$\overline{K}_U(s) = \frac{\overline{a}_2 s^2 + \overline{a}_1 s + \overline{a}_0}{\overline{b}_2 s^2 + \overline{b}_1 s + \overline{b}_0}. \qquad (13)$$

Здесь в (12)

$a_3 = -0.00001995,\ a_2 = 0.01995;\ b_4 = 0.99700125,\ b_3 = 0.200697,\ b_2 = 2.016975,\ b_1 = 0.2;$

в (13) введен смещенный оператор $s = s - j\omega$,

$$\overline{a}_2 = 0.251617 + 0.004432j,\ \overline{a}_1 = -0.061715 - 0.997005j,\ \overline{a}_0 = 0.997561 - 0.035810j.$$
$$\overline{b}_2 = 198.967302 - 16.969919j,\ \overline{b}_1 = 20.001266 - 0.019995j,\ \overline{b}_0 = 1.$$

Согласно (12) параметры рассчитанного коэффициента передачи: $K_0 = 10,\ b_0 = 0,01,\ Q = 10,\ \alpha = 1$. Модуль максимальной ошибки $K_U(j\omega)$ не превышает 10^{-9}, ошибка $\Delta\overline{K}_U = \max\left|K_U(j\omega + j\omega_0) - \overline{K}_U(j\omega)\right| \le 1,2 \cdot 10^{-3}$.

Заметим, что редуцированный коэффициент передачи (13) в точности соответствует основному приближению в методе укороченных операторных уравнений [10].

2. Усилитель промежуточной частоты. В качестве УПЧ выберем девятикаскадный резонансный усилитель с одиночными контурами, составленный из трех идентичных последовательно соединенных звеньев [14]. Каждое звено содержит три каскада: первый настроен на резонансную частоту ω_0, а два других образуют симметрично расстроенную пару, так что $\alpha_1 = -\alpha_2 = \alpha$. В пренебрежении внутренней обратной связью в ПТ нормированный коэффициент передачи УПЧ равен кубу коэффициента передачи каждого звена:

$$K_U(s) = -\frac{K_0}{(s+\delta)^3 (s+1+j\alpha)^3 (s+1-j\alpha)^3}, \tag{14}$$

где значение K_0 выбирается из условия $K_U(0) = 1$. При оптимальном выборе параметров δ и α усилитель имеет максимально плоскую АЧХ (рис. 3а).

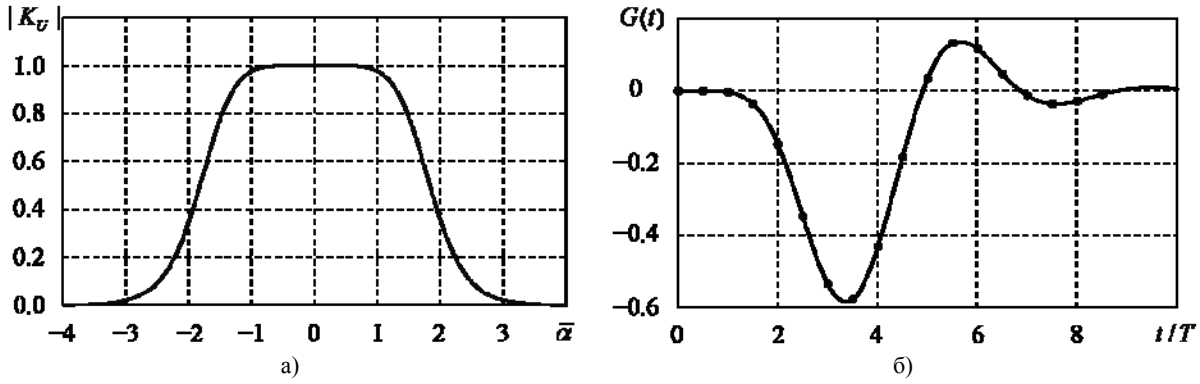


Рис. 3. Комплексная огибающая амплитудно-частотной (а) и импульсной характеристик (б) девятикаскадного резонансного усилителя

Воспользуемся для расчета импульсной характеристики рекуррентными соотношениями для вычетов [7,15], что обеспечивает машинную точность отсчетов $\propto 10^{-16}$ (рисунок 3б), что согласно [16] превосходит по точности и простоте алгоритма метод аналитического сигнала. Выберем 18 отсчетов с шагом $\tau = 0,5$ и из системы (7) для $N = 9$ найдем коэффициенты характеристического полинома $B(\xi)$:

$B_0 = 1,\ B_1 = -3.46132,\ B_2 = 5.96455,\ B_3 = -6.49002,\ B_4 = 4.85555,\ B_5 = -2.568002,\ B_6 = 0.954054,$
$B_7 = -0.238645,\ B_8 = 0.036100,\ B_9 = -0.002479.$

По прямым формулам Паде (8) определим коэффициенты числителя $A(\xi)$:

$A_0 = -6.590428 \cdot 10^{-3},\quad A_1 = 1.017824 \cdot 10^{-3},\quad A_2 = 1.608273 \cdot 10^{-3},\quad A_3 = -1.050556 \cdot 10^{-3},\quad A_4 = 1.994577 \cdot 10^{-4},$
$A_5 = 1.662196 \cdot 10^{-5},\ A_6 = -6.641588 \cdot 10^{-6},\ A_7 = -6.168920 \cdot 10^{-8},\ A_8 = 0.$

Как известно, кратные корни весьма чувствительны даже к малейшим вариациям коэффициентов полинома. Это приводит к «расщеплению» корня *k*-й кратности на *k* корней, локализованных в δ-окрестности их средневзвешенного значения. В нашем случае эти средние отличаются от истинных на величины порядка 10^{-9}, и будем считать их искомыми корнями $B(\xi)$, каждый третьей кратности:

$$\xi_1 = 0.367879,\ \ \xi_{2,3} = 0.392947 \pm 0.462031j. \tag{15}$$

Таким образом, согласно (15) можно записать $B(\xi) = \Pi_{k=1}^{3} (\xi - \xi_k)^3$ и разложение $K_U(\xi) = A(\xi)/B(\xi)$ на элементарные дроби представить в виде:

$$K_U(\xi) = \sum_{k=1}^{3} \left[\frac{B_{k1}}{(\xi - \xi_k)^3} + \frac{B_{k2}}{(\xi - \xi_k)^2} + \frac{B_{k3}}{\xi - \xi_k} \right]. \tag{16}$$

Здесь B_{km} – вычеты в полюсах ξ_k, найденные с учетом кратности по рекуррентным формулам [7].

Для упрощения дальнейших преобразований обозначим $\tilde{B}_{km} = B_{km} / \xi_k^{3-m},\ \ m = 1, 2$ и перепишем (16) в новых обозначениях:

$$K_U(\xi) = \sum_{k=1}^{3} \left[\frac{\tilde{B}_{k1} \xi_k^2}{(\xi - \xi_k)^3} + \frac{\tilde{B}_{k2} \xi_k}{(\xi - \xi_k)^2} + \frac{\tilde{B}_{k3}}{\xi - \xi_k} \right], \tag{17}$$

где

$$\tilde{B}_{11} = -59.11259,\ \ \tilde{B}_{12} = -32.61942,\ \ \tilde{B}_{13} = -6,\ \ \tilde{B}_{21} = -1.032692 + 1.679841j,$$

$$\tilde{B}_{22} = 2.747046 - 1.270960j,\ \ B_{23} = 3.000000 + j3.656552,\ \ \tilde{B}_{3,\nu} = \tilde{B}^{*}_{2,\nu},\ \ \nu = 1,2,3.$$

После замены каждого слагаемого в (17) согласно данным таблицы и суммирования подобных членов получим разложение на элементарные дроби на *s*-плоскости:

$$K_U(s) = \sum_{k=1}^{3}\left[\frac{\tilde{A}_{k,1}}{(s+\tilde{s}_k)^3} + \frac{\tilde{A}_{k,2}}{(s+\tilde{s}_k)^2} + \frac{A_{k,3}}{s+\tilde{s}_k}\right]. \qquad (18)$$

Вполне понятно, что поскольку абсолютная ошибка расчета $\propto 10^{-9}$, то коэффициенты $\tilde{A}_{k,m}$ и $A_{k,m}$, $\tilde{s}_k = \ln(\xi_k)/\tau$ и s_k совпадают вплоть до девятого знака после запятой, а после округления и суммирования (18) совпадает с исходным решением первого приближения [14]:

$$K_U(s) = -\frac{512}{(s+2)^3(s+1+j\sqrt{3})^3(s+1-j\sqrt{3})^3}. \qquad (19)$$

3. Операторная модель и переходная характеристика РПУ. Считая, что роль избирательной цепи на входе гетеродина выполняет второй контур УВЧ, а на выходе – первый контур УПЧ, нормированный коэффициент преобразования гетеродина примем равным единице $K_G = 1$. Для согласования временных шкал учтем добротности и отношение частот УВЧ и УПЧ. Если, к примеру, $f_1 / f_2 = 40$, то коэффициент преобразования по частоте $D = f_2/(2Qf_1) = 1/800$. Это означает, что при выборе нормированного времени t/T и оператора $s = pT$, $T = 2Q/\omega_2$ по сигналу УПЧ, в коэффициенте передачи УВЧ следует заменить s на $s_D = Ds$. В итоге общий укороченный коэффициент передачи модели РПУ имеет 11-й порядок:

$$\bar{K}^0_U(s) = \bar{K}_{U1}(s_D)\cdot K_G \cdot \bar{K}_{U2}(s). \qquad (20)$$

где $\bar{K}_{U1}$ определяется из (13) для модели УВЧ, $\bar{K}_{U2}$ – из (19) для модели УПЧ, $K_G = 1$.

Огибающие переходных характеристик УВЧ и модели всего устройства приведены на рисунке 4. Заметим, что при проектировании УВЧ не учитывалась ОС в транзисторе – в этом случае переходная характеристика $|H_1(t)|$ не должна иметь выброса. Именно этим небольшим выбросом в $|H_1(t)|$ объясняется искажение выходной характеристики $|H(t)|$. Максимальная абсолютная ошибка первого приближения (20) согласно оценке по методике [10] составляет $\hat{\Delta}_{\max}(t) \simeq 1.3\cdot 10^{-3}$.

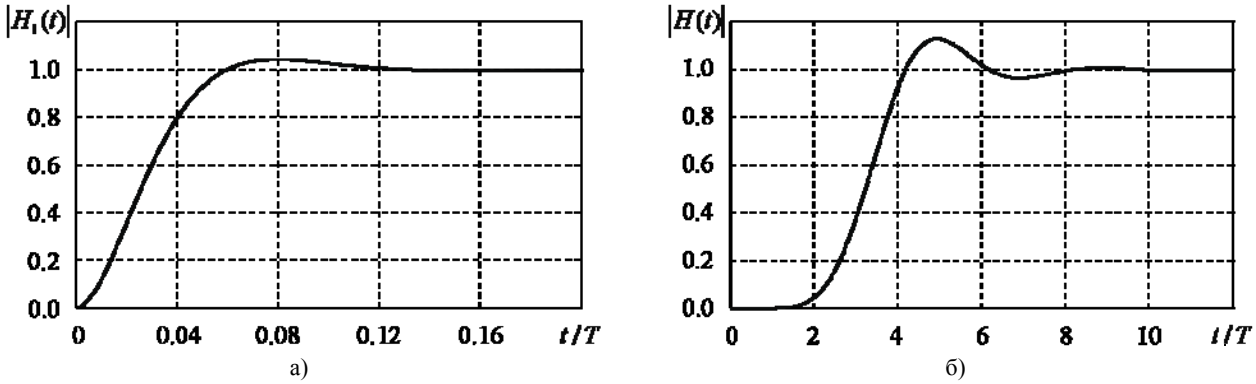


Рис. 4. Огибающая переходной характеристики УВЧ (а) и модели всего устройства (б)

Обратим внимание на существенную разницу в скорости установления переходных процессов в каскадах УВЧ и УПЧ. Это означает, что в результирующей переходной характеристике превалирует инерционность каскада УПЧ и, следовательно, к функции $H(t)$ можно применить (практически без потери точности) процедуру вторичного упрощения (рис. 5).

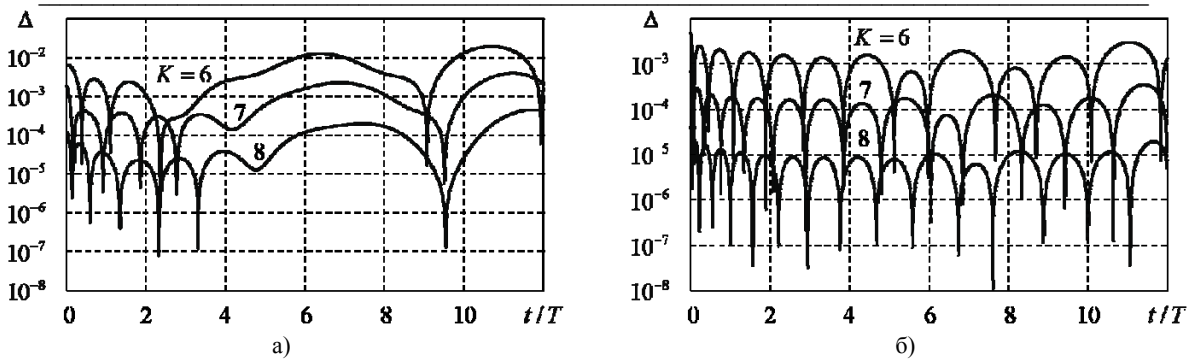


Рис. 5. Абсолютная ошибка аппроксимации переходной характеристики приемника, найденная методом матричных пучков [6] (а) и авторской версией метода (б) при трех значениях порядка K экспоненциального полинома

Из рисунка 5 следует, что в отличие от (а) в варианте (б) получена почти равномерная зависимость ошибки от времени и достигнута более высокая (практически на порядок) точность аппроксимации при каждом K. Если учесть, что максимальная абсолютная ошибка первого приближения составляет $\hat{\Delta}_{\max}(t) \simeq 1.3 \cdot 10^{-3}$, а при $K = 6$ во всех экстремальных точках $\Delta_6(t) \gg \hat{\Delta}_{\max}$, то можно принять, что общая ошибка $\hat{\Delta}_6(t) \simeq \Delta_6(t)$. При $K = 7,8$ знак неравенства меняется на противоположный, т.е. превалирует ошибка первого приближения, и следовательно, оценка общей максимальной ошибки совпадает с ошибкой первого приближения $\hat{\Delta}_{7,8,\max}(t) \approx \hat{\Delta}_{\max}$.

Следует заметить, при первом и вторичных приближениях порядок абсолютных ошибок оператора $K(s)$ остается прежним, хотя степень $K(s)$ относительно $H(s)$ уменьшается на единицу. Таким образом, точный коэффициент передачи динамической системы 22-го порядка был сокращен вдвое до 11-го в первом приближении, а при вторичном упрощении до 5-го, с приемлемой инженерной точностью, и до 6-го, 7-го с точностью первого приближения.

Заключение

Метод Прони и его модификации и интенсивно развивающийся в последние годы метод матричных пучков сегодня являются основными методами экспоненциальной аппроксимации, применяемыми в теории и технических приложениях.

В настоящей статье разработана интегрированная система экспоненциальной аппроксимации временных откликов линейных и квазилинейных динамических систем, в общем случае с кратными собственными частотами. Система включает три группы методов, последовательное применение которых поэтапно понижает порядок математической модели исследуемого устройства. На первом этапе одной из модификаций метода Прони восстанавливается полный экспоненциальный полином исходной системы, на втором – определяются комплексные огибающие первого и второго приближения (каждое вдвое меньшего порядка). На третьем этапе авторским методом матричных пучков выполняется вторичное упрощение первого приближения с сохранением точности и понижением порядка примерно в полутора раза.

На первом этапе применена модификация метода экспоненциальной аппроксимации, основанная на формировании рациональной функции на ξ-плоскости на основе комбинации методов Прони и аппроксимации Паде. Для динамической системы n-го порядка рациональная ξ-функция формируется по $2n$ эквидистантным отсчетам временного отклика системы. Полином знаменателя определяется по методу Прони, коэффициенты полинома числителя – по прямым формулам Паде. Заключительные этапы аппроксимации совпадают с аналогичными этапами аппроксимации методом ξ-преобразования, где авторами впервые найдено соответствие между разложениями рациональных функций на простейшие дроби любой кратности на ξ- и s-плоскостях. Таким образом, предложенный метод относится к вещественным и комплексным функциям и включает динамические системы с кратными собственными частотами. Важной составляющей метода является расчет вычетов в полюсах высокой кратности с прецизионной точностью на основе простых рекуррентных соотношений. Это означает кардинальное решение проблемы «Амплитуда-Частота-Фаза». По простоте алгоритма и точности метод рекуррентных соотношений превосходит метод аналитического сигнала.

В примерах внимание сосредоточено на особенностях моделирования селективных динамических систем с применением аппроксимации полными и «укороченными» экспоненциальными полиномами. В частности, выполнено моделирование каскадов (и устройства в целом) высокочастотного блока суперрегенеративного при-

емника. Приведены точные и редуцированные модели с понижением порядка вдвое в первом приближении, с 22-го до 11-го, а при вторичном упрощении (с применением авторской модификации метода матричных пучков) – до 6-го, 7-го порядков с сохранением точности первого приближения. Показано, что алгоритмы редукции первого приближения во временной и частотной областях приводят к тождественным результатам. При этом максимальная абсолютная ошибка при относительной полосе 0.1 не превышает $1.3 \cdot 10^{-3}$ и уменьшается пропорционально полосе. Вполне понятно, что при столь малой ошибке аппроксимации укороченные операторные уравнения (как первого приближения, так вторичного упрощения) могут эффективно применяться при проектировании фазовых информативных радиосистем, в которых требуется повышенная точность расчета фазы сигнала в переходном процессе.

Литература

1. *Khatwani K.J., Bajwa J.S.* Identification of Linear Time-Invariant Systems Using Exponential Signals. IEEE Trans. On Automatic Control. February 1975, pp. 146-148.
2. *Amar G., Dayawansa W., Martin C.* Exponential Interpolation: Theory and Numerical Algorithms. Applied Mathematics and Computation. V. 41. 1991, pp. 189-232.
3. *Кочанов Н.С.* Основы синтеза линейных электрических цепей во временной области. М.: Связь, 1967. 200 с.
4. *Beylkin G., Monso'n L.* On approximation of functions by exponential sums. Appl. Comput. Anal. 19 (2005), pp. 17-42.
5. *Кухаренко Б.Г.* Исследование динамики нелинейных систем на основе переходных временных рядов / Труды МФТИ. 2011. Т.3. № 1. С. 146-152.
6. *Ибряева О.Л., Салов Д.Д.* Модификация метода матричных пучков, использующая совместное оценивание полюсов сигнала и обратных к ним // Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика. 2017. Т. 6. № 1. С. 26-37.
7. *Balashkov M.V., Bogachev V.M.* Exponential Approximation by the ξ-Transform Method: Theory and Applications. 2018. Systems of signals generating and processing in the field of on board communications (IEEE Conference #43917), Moscow, 15 Mart 2018.
8. *Евтянов С.И.* Избранные статьи. Сост. В.Н. Кулешов. М.: Издательский дом МЭИ, 2013. 304 с.
9. *Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е.* Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука, 1983. 288 с.
10. *Богачев В.М.* Синтез, частотные и переходные характеристики полиномиальных фильтров. Вестник МЭИ. № 5. 2009. С. 94-101.
11. *Балашков М.В.* Применение *Z*-преобразования для экспоненциальной аппроксимации временных функций. REDS, 2017. С.26-30.
12. *Bogachev V.M.* Approximation of pulse characteristics and synthesis of operator models of frequency selective systems / SINKHROINFO 2017, 28 July 2017, pp. 45-49 – IEEE, ISBN: 978-153861786-1, DOI:10.1109/SINKHROINFO.2017.7997504.
13. *Baker G.A., Jr., Graves-Morris P.* Pade approximants. Part I. London-Tokyo: Addison-Wesley Publishing Co. 1981.
14. *Балашков М.В., Богачев В.М.* Частотные и алгебраические методы *D*-разбиения в теории динамических систем с комплексными характеристическими уравнениями. Радиоэлектронные устройства и системы для информационных технологий. Международная конференция. РЭУС-2015. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова. Вып. 70. 2015. С. 29-32.
15. *Korn G., Korn T.* Mathematical handbook for scientists and engineers. – McGraw-Hill Company. 1977.
16. *Золотарев И.Д., Миллер Я.Э.* Переходные процессы в колебательных системах и цепях. М.: Радиотехника, 2010. 304 с.

РАННЕЕ ВЫЯВЛЕНИЕ ПРЕДАВАРИЙНЫХ УЧАСТКОВ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН С ПОМОЩЬЮ БРИЛЛЮЭНОВСКОГО РЕФЛЕКТОМЕТРА

Богачков Игорь Викторович,
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

Трухина Анастасия Ивановна,
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности (проект № 8.9334.2017/8.9).

Аннотация

Рассмотрены вопросы построения и совершенствования систем мониторинга волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), приведены результаты экспериментальных исследований, в которых «проблемные участки» обнаруживались как с помощью обычного оптического рефлектометра, так и с помощью бриллюэновского рефлектометра. Обсуждены вопросы обнаружения «предаварийных» участков, находящихся под существенными механическими натяжениями, по рефлектограммам. Результаты испытаний подтвердили преимущество бриллюэновского рефлектометра для ранней диагностики ВОЛС.

Ключевые слова: *оптоволокно, мониторинг, ранняя диагностика, рассеяние Мандельштама – Бриллюэна, рефлектометрия, бриллюэновский рефлектометр.*

Широкое внедрение волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) в современные инфокоммуникационные системы сделало актуальной задачу мониторинга и ранней диагностики оптических волокон (ОВ) в проложенных оптических кабелях (ОК).

Важной задачей мониторинга и ранней диагностики ВОЛС является своевременное обнаружение и устранение «проблемных» участков в ОВ: участков с нарушениями «оптического пути», участков с изменёнными температурой и натяжением, участков с изгибами и микроизгибами, участков с несанкционированным доступом (НСД) к ОВ ВОЛС и т. п. [1-3].

К основным задачам систем мониторинга можно отнести следующие:

- дистанционный контроль активных и пассивных волокон;
- автоматическое обнаружение дефектов с указанием их точного местоположения;
- управление процессом оповещения о повреждении ОК;
- своевременное документирование полученных результатов;
- прогнозирование изменений параметров ОК [1, 2].

Эти задачи могут быть решены с помощью автоматических систем мониторинга ВОЛС, включающих в свой состав оптический импульсный рефлектометр (OTDR – Optical Time Domain Reflectometer), который позволяет обнаруживать дефекты и повреждения ОВ, а также определять затухание в любой точке световода. Работа OTDR основана на методе обратного рассеяния [1].

Системы дистанционного тестирования ОВ (RFTS – Remote Fiber Test System) выпускаются рядом компаний. На российском рынке информационных технологий можно выделить несколько таких систем: ONMSi (компания «JDSU»), NQMSfiber (компания «EXFO»), Geozondas 7102 (компания «GEOZONDAS»), FiberTest (компания «Agizer»), ПРОФИМОКС (компания «2TEST») и другие.

Организация эффективного непрерывного мониторинга ВОЛС требует правильного выбора системы RFTS, в зависимости от топологии сети, требований надежности, а также стоимости системы для всей планируемой сети и её дальнейшего развития [2].

Система автоматического мониторинга ВОЛС компании JDSU ONMSi состоит из аппаратной части, в которую входит сервер, клиентские станции, измерительные модули (RTU – Remote Test Unit) OTU-8000, оборудование и каналы связи, и программного обеспечения. Главную часть системы составляет центральный сервер, база данных Oracle, в функции которой входит хранение и управление всей информацией системы мониторинга. RFTS ONMSi позволяет контролировать как «светлые» (активные), так и «темные» (пассивные) волокна.

Тестирование «темных» ОВ можно осуществлять на длине волны оптического сигнала, передающего информацию. Мониторинг «светлых» ОВ необходимо производить на длинах волн, отличных от рабочей длины

волны. Обычно используется длина волны 1625 нм. Для тестирования «светлых» волокон необходимо использовать дополнительные пассивные элементы: мультиплексоры и фильтры для объединения и разделения оптических сигналов, распространяющихся в ОВ при мониторинге [1, 2].

Удаленные тестеры RTU устанавливаются в определенных точках по всей линии связи. Блок RTU состоит из оптического коммутатора для соединения с отдельными волокнами, и одного или двух OTDR (модуль E81162C компании JDSU). OTDR позволяет обнаружить сварные соединения, коннекторы, макроизгибы, сплиттеры, а также определить потери на неоднородностях, отражения и затухания.

Информация, получаемая от всех блоков RTU, поступает в базу данных.

Клиентские станции объединены с центральным сервером. Они обеспечивают доступ ко всем данным системы для использования их техническими центрами, поддерживают настройку и документацию сетевых структур. Все повреждения регистрируются на центральном сервере, который рассылает аварийные сообщения соответствующим службам.

Для изучения реакции системы мониторинга ВОЛС ONMSi на неисправности был проведен следующий эксперимент. На одном из участков ВОЛС была создана аварийная ситуация: в тестируемом световоде было нарушено подключение патч-корда (был частично ослаблено крепление оптического соединителя, что привело к нарушению оптического пути).

После обнаружения этого события система мониторинга выдала сообщение в службу контроля об аварийной ситуации, в котором содержалась информация о месте повреждения, возможной причине, вызвавшей аварию; расстоянии до места повреждения, изменении затухания по сравнению с эталонной рефлектограммой и затухании в линии. В сообщении также приведены файлы с аварийными рефлектограммами.

На рисунке 1 представлены рефлектограмма в «проблемном месте» в текущий момент времени (при аварии – «стрелка», «2»), а также рефлектограмма (эталонная – «1») нормально работающей линии (момент времени, предшествующий аварии).

Из рефлектограммы видно, что авария является критической. В месте аварии («2») существенно превышен допустимый порог затухания, что и стало сигналом о наличии повреждения в ОВ. Так как OTDR измеряет именно оптическое расстояние в ОВ, для устранения повреждения необходимо провести расчет реальной физической длины ОВ и определить конкретное место повреждения в ВОЛС с учетом изгибов трассы прокладки ОК, показателя преломления ОВ и коэффициента повива ОВ в ОК.

После восстановления контакта патч-корда (соединитель подключен с нормально закрепленным коннектором) система мониторинга отправила в службу контроля сообщение об устранении аварийной ситуации, в котором также содержится рефлектограмма текущего состояния ОВ ВОЛС, из которой следует, что рефлектограмма световода вернулась в исходное положение, и ОВ ВОЛС снова работает в нормальном режиме («1»).

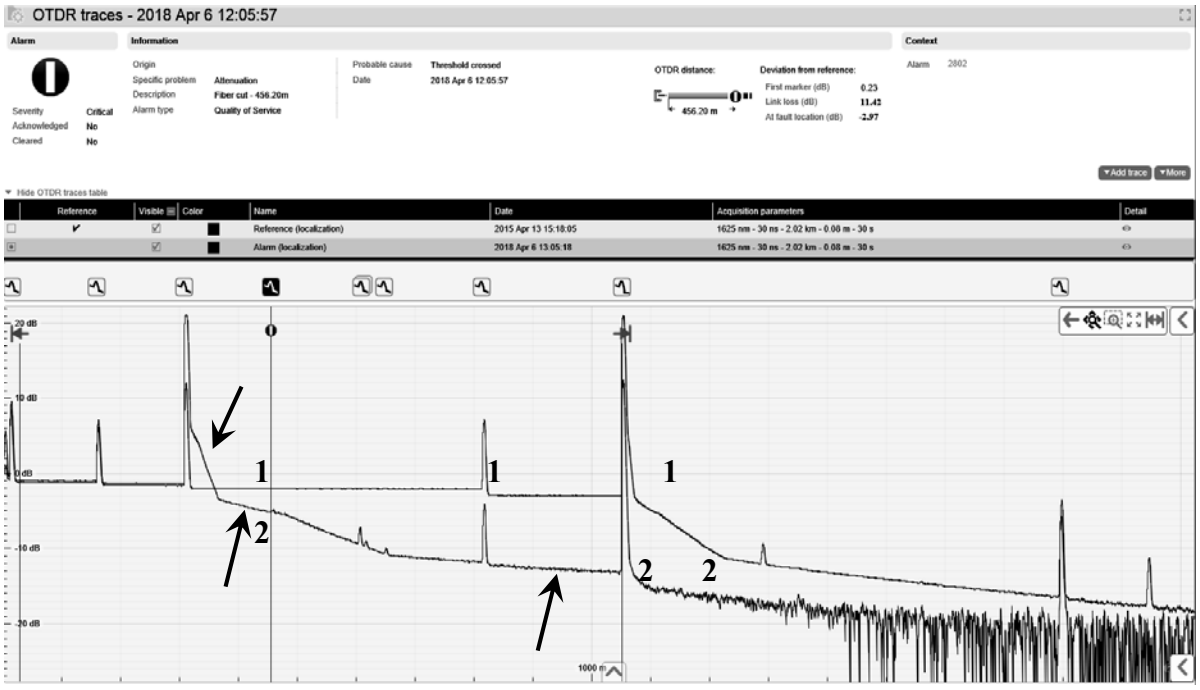


Рис. 1. «Эталонная» и «аварийная» рефлектограммы OTDR

Кроме контроля ВОЛС от НСД и других повреждений в ОК и поддержания долговечности работы сети связи представляет особый интерес обнаружение участков ВОЛС с повышенными напряжениями и с измененной температурой [5-9].

Повышенное натяжение ОВ (порядка 0,2% и более) в проложенных ОК влияет на долговечность ВОЛС [7-9]. Для ОК, проложенных под землей, различного рода деформации грунта, проявляющиеся по той или иной причине, могут повлиять на возникновение натяжений в ОВ. Даже незначительные подвижки слоев грунта могут оказаться фатальными для целостности ОК и привести к обрыву ОВ в нем [1, 7].

Впервые с указанными проблемами столкнулись в Японии, что объясняется частыми землетрясениями и высокой плотностью расположения высотных зданий, мостов и транспортных магистралей [1-5].

При популярным в настоящее время методе прокладки ВОЛС с использованием подвесной технологии (подвешивание ОК на высоковольтных столбах ЛЭП и т. п.), как и в случае с обычным электропроводом, возникает проблема, связанная с обледенением определенных участков ОК в зимний период. Соответственно под весом льда внутри ОК также могут появиться опасные механические напряжения в ОВ, которые могут оказаться необратимыми и значительно сократить долговечность ВОЛС.

Другими факторами, влияющими на срок службы и эффективность работы ВОЛС, являются температурные изменения в ОВ. Изменение температуры участка ВОЛС может наблюдаться в результате повреждений на трассе прокладки ОК [10-11].

В связи с наличием вышеперечисленных проблем, возникает необходимость в получении достоверной информации о механических натяжениях и изменениях температуры в ОК. Простые OTDR не способны справиться с данной задачей [3-5], для этого следует применять метод бриллюэновской рефлектометрии, основанный на анализе спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (СРМБ) в световоде, которое наблюдается при введении в ОВ излучения повышенной мощности.

Компоненты СРМБ имеют частотный сдвиг на величину, пропорциональную натяжению ОВ и его температуре. Определив положение максимумов СРМБ вдоль световода и вычислив бриллюэновский сдвиг частоты (f_B – так называется частота максимума СРМБ), можно получить картину распределения натяжений в ОВ, найти их характеристики и проанализировать причины, вызвавшие эти изменения СРМБ. Метод бриллюэновской рефлектометрии положен в основу работы бриллюэновских оптических импульсных рефлектометров (BOTDR – Brillouin optical time-domain reflectometers) [4-7].

Для многих организаций, использующих ВОЛС, не особо важна информация о повышенном натяжении и температурных изменениях в ОВ, и они используют традиционные OTDR. Однако тем организациям, которые заинтересованы в повышении надёжности и долговечности ВОЛС, в заблаговременном обнаружении «проблемных» участков ОВ с повышенным механическим напряжением и с измененной температурой, рекомендуется включать BOTDR в состав системы мониторинга.

С целью изучения особенностей поведения СРМБ в ОВ, находящихся под воздействием опасных факторов, были проведены экспериментальные исследования с BOTDR «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура».

Ниже представлены результаты экспериментов с ОК, в котором были выявлены характерные «проблемные» участки.

На рисунке 2 представлена BOTDR рефлектограмма картины СРМБ вдоль ОВ. Сплошной стрелкой отмечен выявленный «проблемный» участок (f_{Bs}), на котором наблюдается существенное изменение СМРБ (смещение $f_B - f_{Bs}$).

При этом профиль СМРБ на нормальном участке отмечен штриховой стрелкой (f_{Bs} составляет 10,82 ГГц).

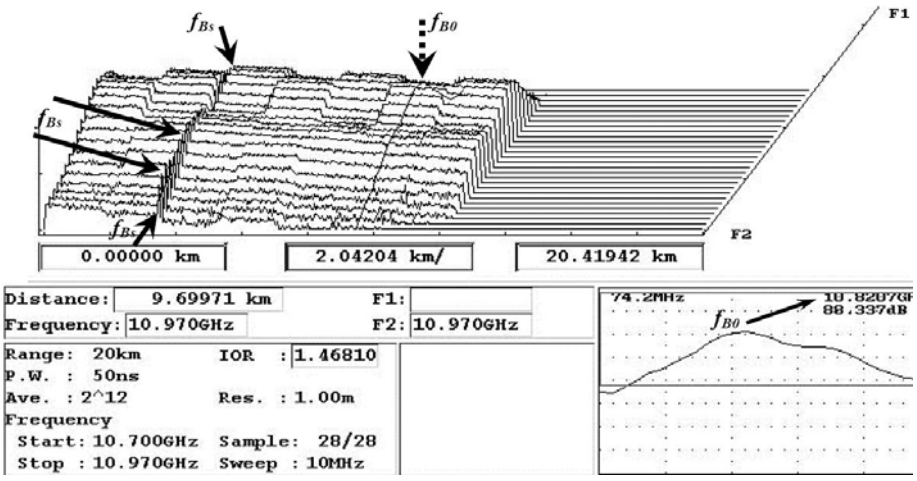


Рис. 2. BOTDR-рефлектограмма СМРБ в «проблемном» ОК

На проблемном участке заметно смещение СМРБ в сторону высших частот (F2), что связано с существенным натяжением ОВ в данном месте.

Данная ситуация возникла после выхода из строя двух ОВ (OTDR системы мониторинга оператора связи показал обрыв ОВ) из ОК. При этом в других ОВ этого ОК OTDR проблем не обнаружил.

С помощью BOTDR «Москабель-Фуджикура» было найдено проблемное место и обнаружены ОВ, находящиеся в предаварийном состоянии из-за повышенного натяжения.

Световой сигнал в ОВ, находящихся при повышенном натяжении (более 0,2%), вызывает рост микротрещин, неизбежных в процессе производства ОВ, что и приводит в итоге к «раскачиванию» этих микротрещин в процессе эксплуатации, а в итоге – к деградации ОВ и к его преждевременному разрушению.

На рисунке 3 представлена развёрнутая BOTDR рефлектограмма картины СРМБ в «проблемном» месте ОВ.

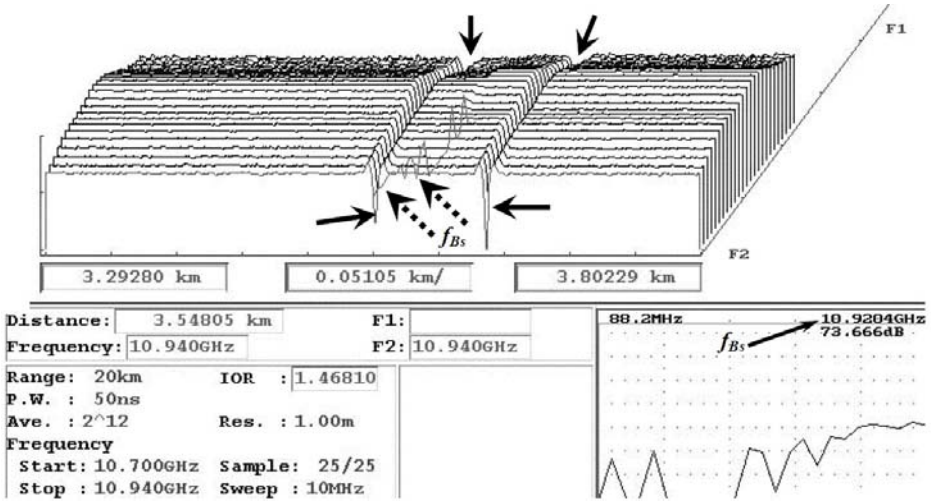


Рис. 3. Развёрнутая рефлектограмма СРМБ в «проблемном» месте ОВ

Сплошными стрелками отмечены изменения СРМБ в «проблемном» месте световода, а штриховыми стрелками – профиль СРМБ в «проблемном» месте.

Из рефлектограммы видно, что наблюдается смещение в сторону повышения частоты (F2). f_{Bs} в этом месте равен 10,92 ГГц.

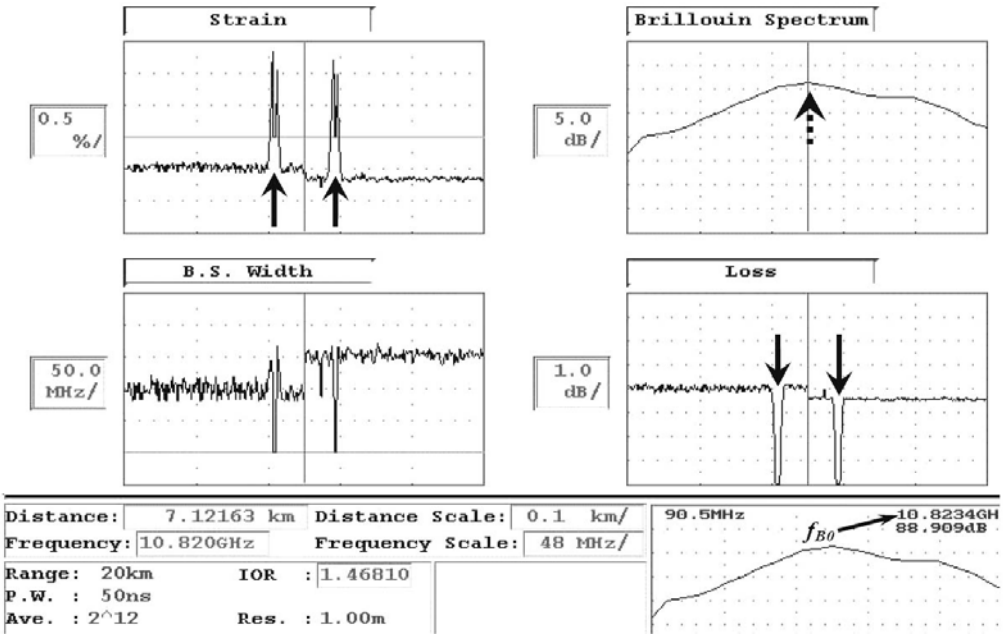


Рис. 4. Мульти-рефлектограмма BOTDR в «предаварийном» ОВ

Хотя по данному ОВ информация по-прежнему передаётся, и OTDR не находит каких-либо проблем; это ОВ находится в предаварийном состоянии, и в течение года присоединится к первым двум волокнам, упомянутым выше, которые уже вышли из строя, и их неисправность была обнаружена OTDR.

Ниже на рисунках 4 и 5 представлены мульти-рефлектограммы BOTDR (зависимости по длине световода натяжения (Strain), профиля СРМБ, ширины СРМБ и потерь), на которых можно заметить как «предаварийное» состояние ОВ (рис. 4), так и еще только «опасное» (рис. 5).

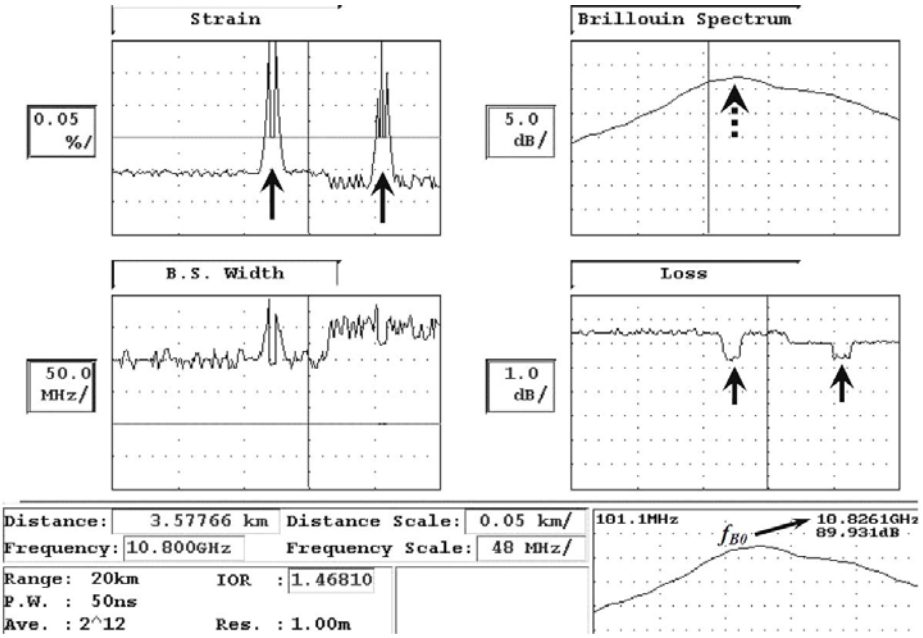


Рис. 5. Мульти-рефлектограмма BOTDR в ОВ с «опасным» местом

На мульти-рефлектограмме BOTDR в «предаварийном» состоянии ОВ (рис. 4) мы наблюдаем и натяжение более 1%, и резкое повышение затухания, и нарушение профиля СРМБ (профиль этого СРМБ представлен на рис. 3 в правом нижнем углу).

Такое ОВ, даже после устранения факторов, которые привели к сильной механической нагрузке на ОК, желательно заменить на новое, поскольку при таких условиях долговечность такого ОВ существенно уменьшается, и в этом месте «заложено» потенциальное разрушение ОВ.

На мульти-рефлектограмме BOTDR, представленной на рис. 5, ОВ находится в «опасном» состоянии, но после устранения общего для всех волокон ОК раздавливающего фактора, это волокно вернётся в нормальное состояние с сохранением заявленного производителем срока службы.

На рисунке 6 показана развёрнутая картина натяжения вдоль световода, соответствующая мульти-рефлектограмме рис. 5.

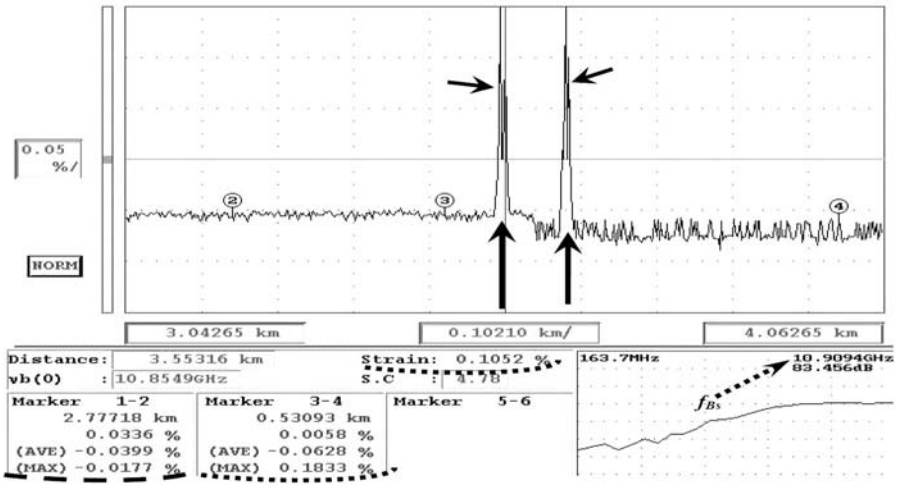


Рис. 6. Картина натяжения в ОВ с «опасным» местом

Из рисунка 6 видно, что натяжение в этом месте повысилось на 0,2% (f_{Bs} = 10.91 ГГц) относительно ненапряжённого состояния.

Изменения максимума СРМБ показаны на рис. 6 штриховой стрелкой.

Изменения натяжения на нормальном и напряжённом участках отмечены различными штриховыми линиями.

Таким образом, BOTDR обнаружил «проблемный» участок ОВ до начала его разрушения, чего не сможет сделать OTDR. OTDR может обнаружить участки только при уже нарушенном оптическом пути.

В этой статье продемонстрировано, что метод бриллюэновской рефлектометрии позволяет осуществлять раннюю диагностику ОВ ВОЛС, обнаруживать НСД и устранять проблемы в ОВ на ранней стадии, что позволяет при устранении мешающих факторов вернуть ВОЛС в безопасное работоспособное состояние.

Системы мониторинга с обычными OTDR не могут решить эту задачу.

Отличие профилей СРМБ различных классов ОВ и различных производителей рассмотрены в работах [10-11] .

Авторы благодарят сотрудников ЗАО «Москабель-Фуджикура» за содействие в проведении экспериментов с BOTDR.

Литература

1. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Новые задачи технической эксплуатации разветвленных волоконно-оптических сетей // Омский научный вестник. Выпуск 1 (77). Омск: Изд-во ОмГТУ, 2009. С. 195-198.

2. *Богачков И.В., Трухина А.И.* Проблемы мониторинга современных волоконно-оптических линий связи // Сборник трудов VI Междунар. конф. по фотонике и информационной оптике. М.: НИЯУ МИФИ, 2017. С. 136-137.

3. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Совместные испытания оптических импульсных рефлектометров различных видов для ранней диагностики и обнаружения «проблемных» участков в оптических волокнах // Вестник СибГУТИ. Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2017. Вып. 1 (37). С. 75-82.

4. *Bogachkov I.V., Gorlov N.I.* Joint testing of optical pulse reflectometers of various types for early diagnostics and detection of "problem" sections in optical fibers / IEEE 2016 13th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings. V. 1, p. 1, pp. 152-156.

5. *Богачков И.В., Горлов Н.И., Шевелёва В.В*. Поиск проблемных участков в волоконно-оптических линиях с помощью рефлектометров различных видов / Сб. докладов I-й Всерос. науч.-практ. конф. «Оптическая рефлектометрия – 2016». – Пермь: Печатный салон «Гармония», 2016. С. 45-47.

6. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Экспериментальные исследования влияний поперечных воздействий на оптические волокна на спектр бриллюэновского рассеяния и характеристики натяжения / Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП. Новосибирск, 2014. Т. 3. С. 124-130.

7. *Bogachkov I.V*. A Detection of strained sections in optical fibers on basis of the Brillouin relectometry method // T-Comm. 2016. Том 10. № 12. С. 85-91.

8. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Экспериментальные исследования характеристик натяжения оптических волокон / Тр. XII-ой междунар. конф. IEEE АПЭП. Т. 3. Новосибирск, 2014. С. 119-123.

9. *Богачков И.В., Горлов Н.И*. Экспериментальные исследования влияния продольных растягивающих нагрузок на спектр бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах // Вестник СибГУТИ. Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2015. Вып. 3 (31). С. 81-88.

10. *Bogachkov I.V*. A Classification of Optical Fibers Types on the Characteristics of the Mandelstam – Brillouin Backscatter Spectrum // IEEE Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT-2018). Proceedings, Ekaterinburg, 2018, pp. 1-5.

11. *Bogachkov I.V., Trukhina A.I.* Researches of Initial Value of the Brillouin Frequency Shift in Optical Fibers of Different Types / 2018 Systems of signals generating and processing in the field of onboard communications. Proceedings, Moscow, 2018. pp. 1-4.

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ МОДУЛЯТОР НА ОСНОВЕ ТАНДЕМНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Габдулхаков Ильдарис Мударисович,
Морозов Олег Геннадьевич*,
Фасхутдинов Ленар Маликович,
Сахабутдинов Айрат Жавдатович,
Нуреев Ильнур Ильдарович,
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, г. Казань, Россия,
* microoil@mail.ru

Аннотация

Развитие волоконно-оптических систем связи и сенсорики с поляризационным мультиплексированием сдерживается возможностью полного подавления несущей частоты или одной из боковых полос, что сказывается соответственно на погрешностях восстановления информационных телекоммуникационных сигналов, а также точности и диапазоне измерений. Указанные проблемы могут быть решены построением радиофотонных систем с поляризационным мультиплексированием на основе одночастотных непрерывных лазеров и электрооптических амплитудно-фазовых модуляторов.

В основе решения поставленных задач лежит использование уникального метода, который получил название метода Ильина-Морозова, предложенного авторами в 1983 году и основанного на модуляции амплитуды, и манипуляции фазы исходного одночастотного излучения для синтеза симметричных двухчастотных и полигармонических излучений. Выходное полигармоническое излучение при реализации метода Ильина-Морозова содержит в своей структуре симметричные относительно подавленной несущей составляющие, равной амплитуды и альтернативной фазы с разностной частотой, равной частоте модулирующего радиосигнала, и характеризуется высокой степенью спектральной чистоты при отклонениях параметров преобразования от оптимальных.

Показана возможность использования метода Ильина-Морозова для формирования полигармонических излучений с поляризационно мультиплексированными ортогональными радиочастотными компонентами.

Ключевые слова: *микроволновая фотоника, амплитудно-фазовая модуляция, подавление несущей, формирование полигармонических оптических сигналов, поляризационное мультиплексирование*

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках базовой части Государственного задания 8.6872.2017/8.9.

Введение

В ряде задач, решаемых с помощью лазерных волоконно-оптических телекоммуникационных (ВОТС) и сенсорных (ВОСС) систем, требуется генерация специальных форматов модуляции несущей или зондирование контролируемых сред или элементов с помощью лазерного излучения, содержащего одновременно две, три, четыре и т.д. частотные составляющие с изменяющейся разностной частотой, поляризационно мультиплексированные, как минимум, по двум ортогональным каналам. К системам, решающим такие задачи, относятся генераторы RZ и CSRZ форматов модуляции [1-2], несущих для QAM форматов в 100-400G и ROF линиях связи [3], полностью оптические фильтры микроволновых сигналов с мнимыми коэффициентами [4], оптические векторные анализаторы спектра [5], измерители магнитных полей [6], измерители мгновенной частоты [7-8] и т.д. Как правило, указанные системы обладают простыми симметричными оптическими схемами, возможностью, при необходимости, выполнения условий самогетеродинирования (неразнесенные в пространстве пучки), возможностью компенсации помех, одинаково воздействующих на частотные составляющие. При необходимости раздельного анализа информации частотных составляющих в системах могут быть применены различного рода временные, спектральные, поляризационные разделители, переключатели, фильтры и т.д.

Однако, используемые в них для формирования сигналообразующего и зондирующего излучения с требуемыми характеристиками устройства не обладают возможностью полного подавления несущей частоты или одной из боковых полос [5], что сказывается на погрешностях восстановления информационных сигналов в ВОТС, а также точности и диапазоне измерений в ВОСС.

Для решения указанной задачи требуется установка фильтров, как правило, на волоконных брэгговских решетках [9], что усложняет конструкцию системы и увеличивает зависимость ее характеристик от влияния внешних физических полей, например, температуры.

Кроме указанных выше недостатков, существенной является невозможность создания устройств с одинаковой разностной частотой в поляризационно-мульти-плексированных каналах и с частотой равной модулирующей [5], объясняемые методикой формирования последних в различных устройствах (фазовые, амплитудные, поляризационные электрооптические модуляторы [1-9]). Данный фактор сказывается на повышении сложности и фазовой нестабильности систем в части построения каналов гетеродинирования в ВОТС и каналов синхронизации или, например, синхронного детектирования в ВОСС. Следует также указать на применение специальных модуляторных схем, характерных при использовании поляризационных модуляторов (ПолМ) [10], которые сами по себе сложны и дорогостоящи по сравнению с модуляторами Маха-Цендера (ММЦ), но еще и требуют особых вариантов включения в интерферометрические устройства, например, для решения задач демультиплексирования поляризационных каналов [10].

Для устранения указанных недостатков предлагается решить задачу формирования перестраиваемых по разностной частоте полигармонических лазерных излучений с поляризационным мультиплексированием путем применения тандемной амплитудно-фазовой модуляции одночастотного лазерного излучения в стандартных телекоммуникационных электрооптических ММЦ на основе способа Ильина-Морозова [11-17]. При этом целевыми характеристиками будет: получение одинаковой разностной частоты в обоих поляризационно-мультиплексированных каналах; данная частота, как минимум, должна быть равна модулирующей; исходная несущая для излучения с четным числом составляющих должна быть максимально подавлена, в том числе и по сравнению с существующими методами.

Поляризационное мультиплексирование полигармонического сигнала. Выходной сигнал ММЦ представляет из себя сумму сигналов каждого из его плеч с соответствующей фазой. В общем виде, для однопортового модулятора на основе кристалла ниобата лития, выходной сигнал может быть записан в следующем виде:

$$E_{вых}(t) = E_{вх}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Gamma\left[V(t)\right]}{2}\right) \qquad (1)$$

где $E_{вх}(t)$ – исходный оптический сигнал; $V(t)$ – модулирующий сигнал; $\Gamma[V(t)]$ – наведенная разность фаз между плечами модулятора.

Наведенную разность фаз можно записать в следующем виде:

$$\Gamma\left[V(t)\right] = \Gamma_A + \varphi_0 + \frac{\pi \cdot V(t)}{V_\pi}, \qquad (2)$$

где φ_0 – постоянный фазовый сдвиг, обусловленный напряжением смещения; Γ_A – разность фаз между ортогональными составляющими поляризации, обусловленная анизотропией среды.

Соотношение (2) фактически определяет рабочую точку на модуляционной характеристике рис. 1.

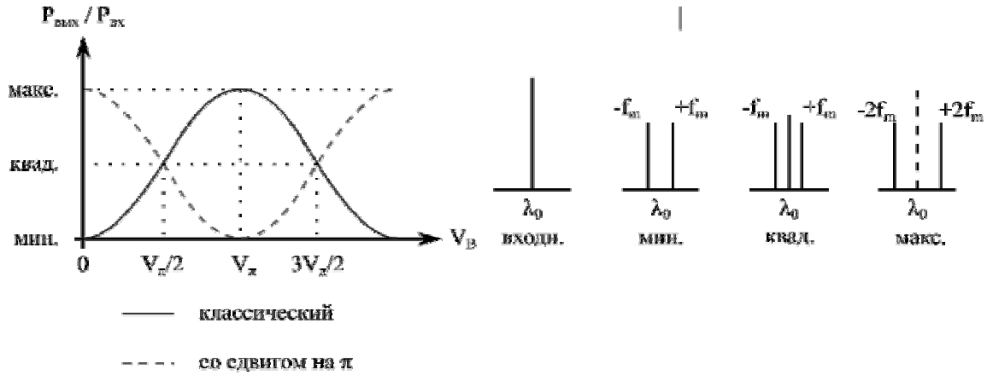


Рис. 1. Модуляционная характеристика и спектры выходных сигналов генератора радиочастотных сигналов на основе ММЦ

Как видно из (1) и (2) для достижения эффекта поляризационного мультиплексирования необходимо ввести дополнительный фазовый сдвиг на $\pi/2$ в одном из плеч модулятора для медленной оси поляризации.

При этом произойдет смещение рабочей точки модулятора для медленной оси из минимальной в максимальную точку характеристики.

В отсутствие такового модулятор будет работать в квадратурной точке модуляционной характеристики, что не позволит однозначно разнести сигналы биений после оптоэлектронного преобразования без применения поляризационного делителя.

Таким образом был получен сигнал на удвоенной частоте для быстрой оси поляризации и на учетверенной – для медленной. Стоит также отметить, что необходимым требованием для используемого в целях поляризационного мультиплексирования ММЦ является отсутствие выходного анализатора и ориентирование входного поляризатора под углом 45° к главной оси кристалла.

Тандемный формирователь миллиметрового излучения на стандартных ММЦ. Формирование двухчастотного излучения можно осуществить за счет переключения фазы амплитудно-модулированного сигнала в момент достижения его огибающей нулевого значения.

Простейшим колебанием для амплитудной модуляции, удовлетворяющим требованиям двухчастотности, является колебание вида $S_1(t) = S_1 \cos(2\Omega t + \pi)$, где S_1 – его постоянная амплитуда, а π – начальная фаза. При этом фазу несущего колебания ω_0 будем коммутировать на π при прохождении огибающей амплитудно-модулированного колебания минимума. В случае амплитудной модуляции колебанием $S_1(t)$ коммутируемой несущей получим результирующее колебание, имеющее спектр следующего вида:

$$e(t) = \frac{2E_0}{\pi} \sum_n \left\{ \begin{array}{c} \left[\frac{1}{n} - \frac{m}{2} \left(\frac{1}{n-2} + \frac{1}{n+2} \right) \right] \times \\ \times \left[\cos(\omega_0 + n\Omega)t - \cos(\omega_0 - n\Omega)t \right] \end{array} \right\}. \quad (3)$$

где m – коэффициент амплитудной модуляции.

Из анализа (4) видно, что первое слагаемое в больших квадратных скобках определяет спектр коэффициентов ряда Фурье коммутируемой несущей, а второе и третье описывают подавляющее воздействие на его составляющие модулирующим колебанием. Степень подавления зависит от коэффициента модуляции m. Приняв $E_3 = 0$, получим, что оптимальный коэффициент модуляции $m_{opt} = 5/9$, при этом результирующее колебание практически двухчастотно (E_1=0,76E_0), так как амплитуда спектральных составляющих $E_n \le E_1/15$ для $n \ge 5$. При изменении коэффициента модуляции в пределах (0,85 – 1,15) m_{opt} коэффициент нелинейных искажений выходного колебания не будет превышать 1%.

Полного подавления боковых составляющих с $n \ge 3$ можно добиться при использовании для амплитудной модуляции колебания вида $S_2(t) = S_0 |\sin\Omega t|$. Тогда результирующее колебание будет иметь следующий спектр: где b – коэффициент амплитудной модуляции.

$$e(t) = \frac{2E_0}{\pi}(1-b) \sum_n \frac{1}{n} \left\{ \cos(\omega_0 + n\Omega)t - \cos(\omega_0 - n\Omega)t \right\} + \frac{\pi E_0 b}{4} \left\{ \cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t \right\}, \quad (4)$$

Амплитуда спектральных составляющих будет определяться коэффициентами ряда Фурье и для n=1 E_1=[2E_0/π][1–b]+[$\pi E_0 b$/4], а для $n \ge 3$ E_n =[2E_0/πn][1–b]. При b_{opt}=1 спектр содержит две полезных составляющих на частотах $\omega_0+\Omega$ и $\omega_0-\Omega$, паразитные составляющие полностью подавлены. При изменении коэффициента модуляции в пределах (0,7-1)b_{opt} коэффициент нелинейных искажений выходного колебания не будет превышать 1%.

Таким образом, двухчастотное излучение может быть получено с помощью тандемной схемы: амплитудного модулятора, работающего на линейном участке рабочей характеристики, и фазового (рис. 2).

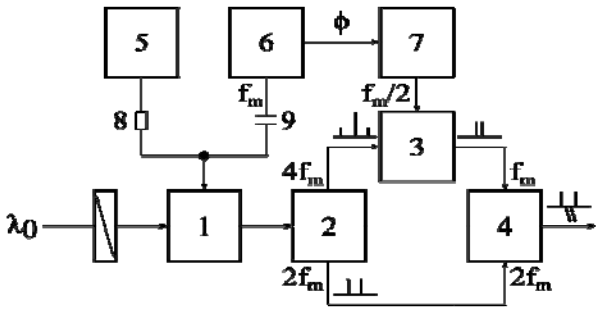


Рис. 2. Формирователь двухчастотного излучения с полностью подавленной неесущей:
1 – амплитудный электрооптический модулятор; 2, 4 – поляризационный делитель; 3 – фазовый электрооптический модулятор; 5 – источник постоянного смещения; 6 – генератор модулирующего напряжения; 7 – схема управления фазовым модулятором; 8,9 – развязывающие элементы

При этом для управления фазовым модулятором используется блок преобразования синусоидального сигнала с частотой Ω в меандр с частотой Ω/2 для фазовой коммутации с соответствующими амплитудами управляющих напряжений.

Спектр излучения для двух составляющих на выходе модуляторов в данном случае описывается выражением:

$$E_{A\Phi M}(t) = 0,49E_0\left\{\sin\left(\omega+\frac{\Omega}{2}\right)t - \sin\left(\omega-\frac{\Omega}{2}\right)t\right\} \quad (5)$$
$$+0,007E_0\left\{\sin(\omega+3\Omega/2)t - \sin(\omega-3\Omega/2)t\right\}+\cdots$$

Как видно из (5) разностная частота между составляющими двухчастотного излучения Ω равна частоте модулирующего сигнала. Составляющие высших гармоник можно не учитывать в силу малости их амплитуд. Получено сужение разностной частоты в два раза по сравнению с классическими схемами ее удвоения, применяемыми в практике известных радиофотонных систем, например, при использовании одного амплитудного модулятора, работающего для подавления несущей в «нулевой» точке модуляционной характеристики, как указывалось в (1) и (2).

В зависимости от круга решаемых задач, возможны несколько вариантов реализации схемы. Представленный на рис. 2 вариант позволяет однозначно решить проблему адресации ортогональных поляризаций по частоте биений, без применения схем разделения поляризации на приемной стороне.

Возможна схема с последовательным включением амплитудного и фазового модулятора без разделения каналов в поляризационном делителе. В данном случае переключение поляризации осуществляется либо с помощью перестройки выходного анализатора, либо коммутацией постоянного смещения в определенные моменты времени. Стоит заметить, что в этом варианте фазовой модуляции подвергаются обе составляющие, а также происходит временное разделение поляризаций, зависящее от времени перестройки анализатора/переключения напряжения смещения.

Экспериментальная установка. Структурная схема экспериментальной установки по второму варианту изображена на рис. 3. В установке используется узкополосный лазерный источник ЛД с распределенной обратной связью с центральной длиной волны 1550 нм и шириной спектра менее 10 МГц.

Выход устройства изначально контролировался с помощью оптического анализатора спектра. Однако, в связи с низкими частотами модуляции (менее 1 ГГц), разрешающая способность анализатора не позволила выделить боковые составляющие в спектре. По этой причине контроль осуществлялся после гетеродинирования; с помощью осциллографа, включенного на выходе фотодиода ФД.

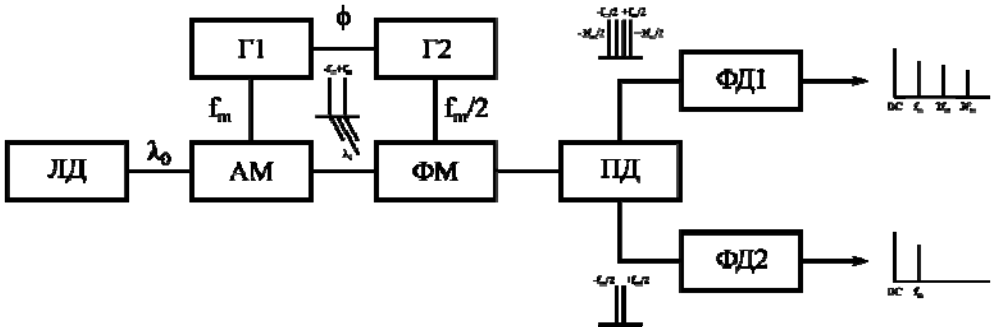


Рис. 3. Структурная схема экспериментальной установки: ЛД – лазерный диод; АМ/ФМ – амплитудный/фазовый модулятор; Г1, Г2 – генераторы радиочастоты; ПД – поляризационный делитель; ФД1, ФД2 - фотодиоды

На рисунке 4 представлен испытательный стенд для реализации метода амплитудно-фазовой модуляции. В качестве амплитудного модулятора АМ был использован модулятор Маха-Цендера предоставленный ПАО «ПНППК» (рис. 5, слева). Фазовая модуляция осуществлялась с помощью электрооптического модулятора ФМ Thorlabs LN53S-FC (рис. 5, справа).

Фазы генераторов синхронизированы. АМ модуляция осуществлялась с частотой 480 МГц, фазовая – с частотой в два раза меньше – 240 МГц. Используемый осциллограф имеет встроенную операцию Фурье-преобразования, позволяющую наблюдать спектр сигнала биений в реальном времени.

В результате были получены сигналы со спектрами, изображенными на рис. 6, для медленной и быстрой осей поляризации.

Рис. 4. Испытательный стенд

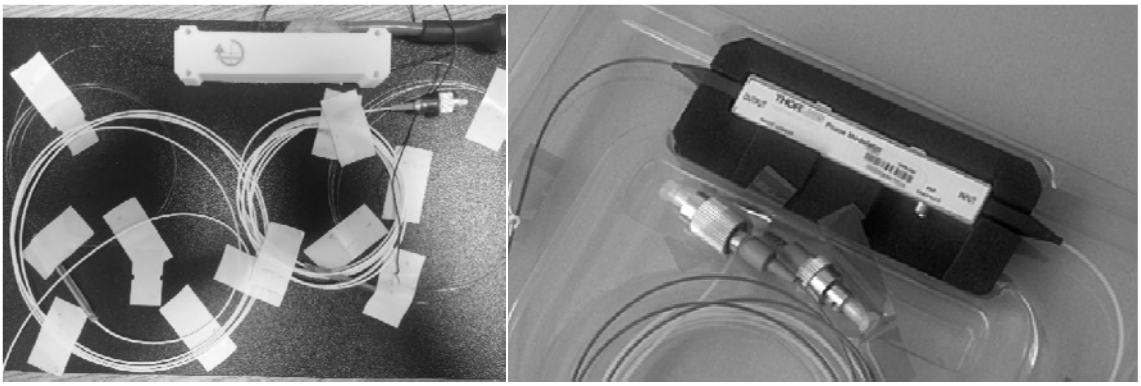


Рис. 5. Модулятор Маха-Цендера (слева) и фазовый модулятор (справа)

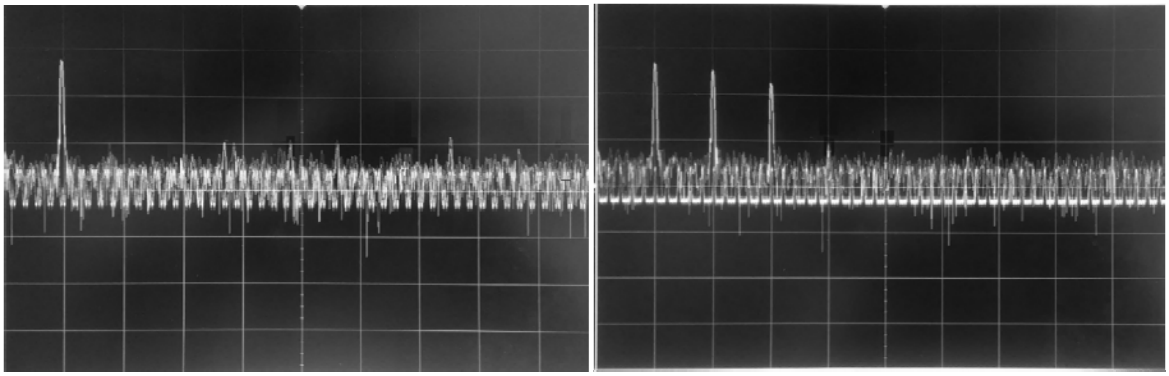


Рис. 6. Спектры сигналов на выходе фотодиода после амплитудно-фазовой модуляции: сигнал биений для быстрой (слева) и медленной (справа) осей

Частота биений в канале быстрой оси поляризации равна удвоенной частоте фазовой модуляции и, соответственно, одинарной частоте амплитудной модуляции, несущая была подавлена. В канале медленной оси поляризации возникли дополнительные гармоники, так как произошла независимая фазовая модуляция боковых частот, частоты биений при этом составили: f_m, $2f_m$ и $3f_m$.

Исследование влияния параметров преобразования частоты на спектральный состав излучения на выходе тандемного формирователя. Учитывая линейность модуляционной характеристики ФМ для нашего случая и слабое влияние отклонения фазы коммутации от π (в пределах $\pm 10^0$) на характеристики спектра, рассмотрим в данном параграфе лишь погрешности вызванные изменением коэффициента модуляции.

Для случая модуляции колебанием, в результате которого получен спектр (3), выберем предел изменения m от 0,4 до 0,7. Поскольку Γ_0 определяется как:

$$\Gamma_0 = \pi U_0 / U_{\lambda/2} \qquad (6)$$

то такое изменение m будем соответствовать изменению U_0 от 0,25 $U_{\lambda/2}$ до 0,45 $U_{\lambda/2}$.

Для случая модуляции колебанием, в результате которого получен спектр (4), удобнее рассматривать зависимость амплитуд спектральных составляющих от изменения положения рабочей точки Γ_0 в пределах π-0,7π, что соответствует изменению U_0 от 1 до 0,7 $U_{\lambda/2}$.

Результаты расчетов в виде зависимостей $|E_n / E_0| = f(m)$ и $|E_n / E_0| = f(\Gamma_0)$ представлены соответственно на рис. 7 и 8.

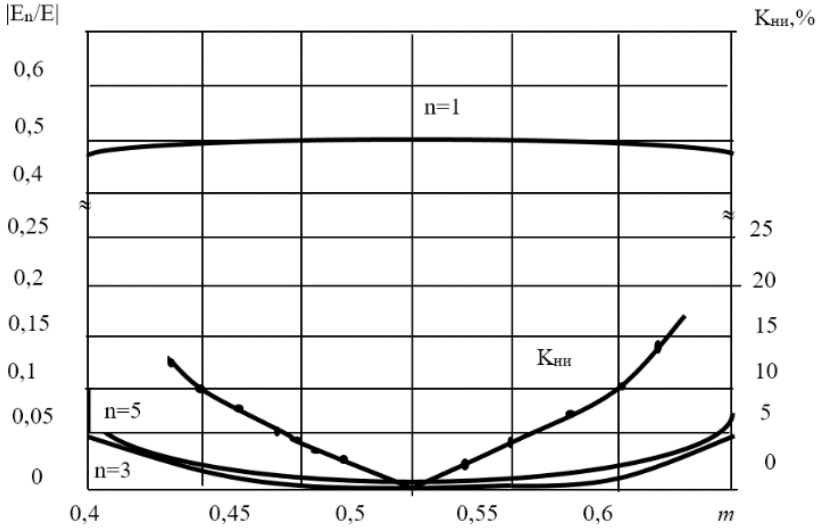


Рис. 7. Зависимость относительных амплитуд спектральных составляющих и коэффициента нелинейных искажений от изменения коэффициента модуляции *m*

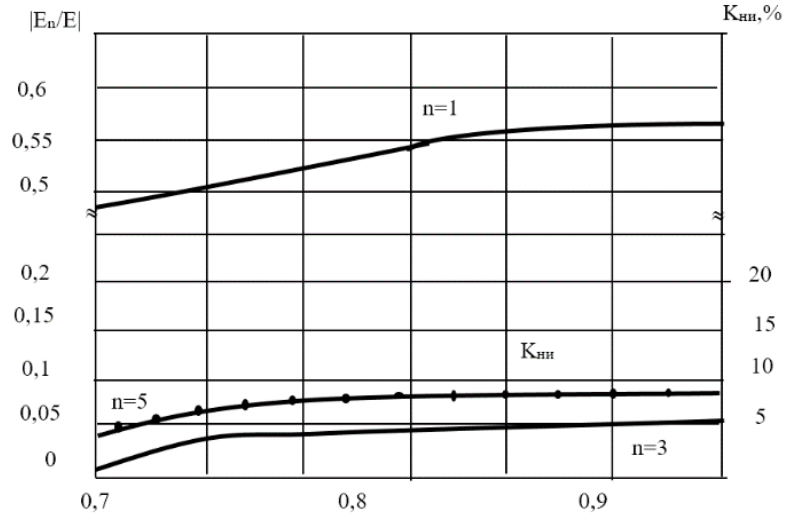


Рис. 8. Зависимость относительных амплитуд спектральных составляющих и коэффициента нелинейных искажений от изменения положения рабочей точки

Из анализа рис. 7 видно, что во всем диапазоне *m* амплитуда полезных гармоник остается практически постоянной, что говорит о высокой стабильности полученных характеристик двухчастотного излучения при отклонении параметров преобразования от оптимальных. Коэффициент нелинейных искажений не превышает 5% в диапазоне *m* от 0,5 до 0,6. Ограничившись коэффициентом нелинейных искажений 1% (*m*=0,53-0,59), получим допустимый диапазон изменения амплитуды модулирующего напряжений U_0 от 0,33 $U_{\lambda/2}$ до 0,37 $U_{\lambda/2}$.

Из анализа рис. 8 видно, что при изменении Γ_0 от 0,7π происходит уменьшение амплитуды полезных составляющих на 12%, а паразитных составляющих на 60%, что связано с уменьшением пропускаемой модулятором интенсивности.

Сравнения предложенного нами устройства с известными схемами показала, что он обладает значительно более высокой стабильностью спектрального состава выходного излучения при отклонении параметров преобразования от оптимальных. Кроме того, подтверждена более высокая степень спектральной чистоты выходного излучения. Следует отметить, что фазовая коммутация на π однозначно определяет полное подавление четных составляющих и несущей в спектре выходного двухчастотного излучения. На этот же факт косвенно указывает и то, что на рис. 7 и 8 нет составляющих с четными номерами при отклонении параметров преобразовании от оптимальных.

Заключение

Развитие систем с поляризационным мультиплексированием сдерживается возможностью полного подавления несущей частоты или одной из боковых полос, что сказывается на погрешностях восстановления информационных сигналов в ВОТС, а также точности и диапазоне измерений в ВОСС. Указанные проблемы могут быть решены построением радиофотонных систем с поляризационным мультиплексированием на основе одночастотных непрерывных лазеров и амплитудно-фазовых электрооптических модуляторов (возможно использование поляризационных модуляторов).

В основе решения поставленных задач лежит использование уникального метода [11-14], который получил название метода Ильина-Морозова, предложенного авторами в 1983 году и основанного на модуляции амплитуды и манипуляции фазы исходного одночастотного излучения для синтеза симметричных двухчастотных и полигармонических излучений. Выходное полигармоническое излучение при реализации метода Ильина-Морозова содержит в своей структуре симметричные относительно подавленной исходной составляющие, равной амплитуды и альтернативной фазы с разностной частотой, равной частоте модулирующего радиосигнала или ее удвоенному значению, и характеризуется высокой степенью спектральной чистоты при отклонениях параметров преобразования от оптимальных.

В настоящей статье была показана возможность использования метода Ильина-Морозова для формирования полигармонических излучений с радиочастотными компонентами по двум ортогональным поляризациям.

Рассмотрены варианты создания амплитудно-фазового двухчастотного формирователя с уровнем нелинейных искажений, достигающих 1% при уходе параметров преобразования от оптимальных на 10%. С точки зрения определения требований к процессам амплитудно-фазовой модуляции и формирования полигармонического лазерного излучения с разностными частотами радиодиапазона рассмотрены основные структуры, характеристики и элементная база формирователей с заданными параметрами.

Показано, что при реализации указанных схем коэффициент преобразования может составлять от 0,49 до 0,64. Следует отметить простоту перестройки частоты, что объясняется использованием одного модулирующего сигнала, а также равенство амплитуд спектральных составляющих и противоположность их начальных фаз вне зависимости от расположения рабочей точки, что важно, кроме генерации СВЧ-несущих, например, для генерации солитонов и построения фотонных фильтров радиочастотных сигналов. В этом случае отсутствует «пьедестал - постоянная составляющая», который может возникнуть при разности фаз двух составляющих не равных π. При использовании модуляторов Маха-Цендер на ниобате лития получены СВЧ-несущие в диапазоне от 0,3 до 20 ГГц.

Литература

1. *Талипов А.А. и др.* Метод формирования двухчастотного излучения для синтеза солитонов и применения спектрально-эффективной модуляции RZ и CSRZ форматов в оптических сетях доступа // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 2(16). С. 3-12.

2. *Zou X., Yao J.* Repetition-rate-tunable return-to-zero and carrier-suppressed return-to-zero optical pulse train generation using a polarization modulator // Opt. Lett. 2009. Vol. 34. No 3, pp. 313-315.

3. *Трещиков В.Н., Наний О.Е.* Новое поколение DWDM-систем связи // Фотон-Экспресс: Оптические транспортные сети. 2014. № 4(116). С. 18-23.

4. *Chen, X., Deng Z., Yao J.P.* Ultranarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating filter and its application in a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser // Opt. Lett. 2005. Vol. 30. No 16, pp. 2068-2070.

5. *Zhenzhou Tang, Shilong Pan, and Jianping Yao.* A high resolution optical vector network analyzer based on a wide-band and wavelength-tunable optical single-sideband modulator // Opt. Express. 2012. No. 20, pp. 6555-6560.

6. *Yang Su, Hui Peng, and Yuquan Li.* Analysis of a New Measurement for Electromagnetic Field with Polarization Imformation of Fiber Grating // Progress In Electromagnetics Research Symposium. 2009, pp. 1083-1087.

7. *Морозов О.Г. и др.* Измерение мгновенной частоты с помощью двухчастотного зондирования // Научно-технический вестник Поволжья. 2012. № 4. С. 146-149.

8. *Морозов О.Г. и др.* Измерение мгновенной частоты СВЧ-радиосигналов в оптическом диапазоне на основе преобразования «частота-амплитуда» в волоконной решётке Брэгга с фазовым сдвигом // Вестник Поволжского государственного технологи-ческого университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 3. С. 30-41.

9. *Морозов О.Г. и др.* Модуляционные методы измерений в оптических биосенсорах рефрактометрического типа на основе волоконных решёток Брэгга с фазовым сдвигом // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2010. № 3. С. 3-13.

10. *Морозов О.Г. и др.* Радиофотонные системы двухчастотного симметричного зондирования контура усиления Мандельштама-Бриллюэна в одномодовых оптических волокнах // Прикладная фотоника. 2015. Т. 2, № 3. С. 223-245.

11. Пат. A 1338647 SU МПК4 G02F 1/03. Способ преобразования одночастотного когерентного излучения в двухчастотное / Ильин Г.И., Морозов О.Г.; заявитель КАИ им. А.Н. Туполева; заявл. 13.04.83; опубл. 20.07.2004. – Бюлл. № 20.

12. Пат. A1 1463010 SU МПК4 G02F 1/03. Двухчастотный лазерный излучатель / Ильин Г.И., Морозов О.Г., Польский Ю.Е., Тер-новсков В.Т.; заявитель КАИ им. А.Н. Туполева; заявл. 29.04.85; опубл. 20.07.2004. – Бюлл. № 20.

13. Пат. A1 1466494 SU МПК4 G02F 1/03. Двухчастотный лазерный излучатель / Ильин Г.И., Морозов О.Г., Польский Ю.Е.; заяви-тель КАИ им. А.Н. Туполева; заявл. 29.04.85; опубл. 20.07.2004. – Бюлл. № 20.

14. Пат. A1 1477130 SU МПК4 G02F 1/03. Двухчастотный лазерный излучатель / Ильин Г.И., Морозов О.Г., Польский Ю.Е.; заяви-тель КАИ им. А.Н. Туполева; заявл. 03.03.86; опубл. 20.07.2004. – Бюлл. № 20.

15. *Морозов О.Г.* Амплитудно-фазовое преобразование частоты в системах временной и частотной рефлектометрии волоконно-оптических информационных и измерительных сетей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т. 7. № 1. С. 63-71.

16. *Морозов О.Г. и др.* Амплитудно-фазовые методы формирования зондирующих излучений для систем анализа волоконно-оптических структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 3. С. 119-124.

17. *Нуреев И.И.* Радиофотонные амплитудно-фазовые методы интеррогации комплексированных датчиков на основе волоконных решеток Брэгга // Инженерный вестник Дона. 2016. № 2. С. 30. URL: http://ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_11_Nureev.pdf_f1dd201d82.pdf (дата обращения: 10.05.2018).

18. *Насыбуллин А.Р. и др.* Радиофотонный синтез сложных радиосигналов с линейной частотной модуляцией // Научные технологии: естественные и технические науки. 2015. № 12. С. 35-39.

19. *Морозов О.Г., Талипов А.А.* Определение характеристик контура усиления Мандельштама-Бриллюэна с помощью двухчастотного сканирования // Перспективы науки. 2013. № 10(49). С. 161-164.

20. *Морозов О.Г., Ильин Г.И.* Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 1 (20). С. 6-42.

ОБ ОДНОМ ПРИНЦИПЕ МОНИТОРИНГА СЕТИ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Гасанов Мехман Гасан,
Азербайджанский Технический Университет,
зав. кафедрой, Многоканальные телекоммуникационные системы, Баку, Азербайджан,
mhasanovnew@gmail.com

Магеррамзаде Махиш Рахман,
Азербайджанский Технический Университет,
асс. кафедры, Многоканальные телекоммуникационные системы, Баку, Азербайджан,
mahishadnsu@mail.ru

Алиева Бахар Вагиф,
Азербайджанский Технический Университет,
докторант кафедры Многоканальные телекоммуникационные системы, Баку, Азербайджан,
bahar.aliyeva08@gmail.com

Годжаева Шалала Фаиг,
Азербайджанский Технический Университет,
докторант кафедры Многоканальные телекоммуникационные системы, Баку, Азербайджан,
shelale.4666.5@gmail.com

Аннотация

Рассматривается новый принцип мониторинга сети оптических систем передачи. Составлена новая схема устройства мониторинга волоконно-оптических систем передачи и проанализированы принципы работы данного устройства. Отказы определяются как прерывания нормальной работы сети и включают в себя случайные прерывания, а также потери фотонов (или солитонов) преднамеренные прерывания, которые могут быть выполнены при сбое службы или подслушивании. Для этой цели расширены функциональные возможности устройства мониторинга и алгоритм для оптических сетей с разными длинами волны, которые будут использоваться в магистральных, пассивных оптических сетях для определения местоположения обрыва, местоположения сбоя службы или подслушивания, и несанкционированной атаки. Расширения возможностей основаны на изучении других оптических сетевых элементов, таких как оптические коммутаторы, оптические мультиплексоры ввода/вывода, оптические перекрестные соединения, преобразователи длины волны, терминалы оптической линии и т.д. Уязвимость этих элементов зависит от их архитектуры и/или технологии изготовления, и, следовательно, можно рассмотреть различные виды и формы затухании оптических сигналов, обрывы оптических линий связи, потери и атаки. Применены новые конструкции оптического коммутатора, в результате чего при обнаружения сбоя, затухания и потери оптических сигналов активный порт автоматически переключается на другой порт и одновременно сообщает об этом в центральное терминальное устройство.

Ключевые слова: *сети оптических систем передачи, устройство контроля, оптический коммутатор, полупрозрачное зеркало.*

Введение

Одним из преимуществ волоконно-оптических систем передачи является его широкополосный спектр. В настоящее время передача, обработка и выбор Тбит/с осуществляется с использованием метода сжатия оптического спектра, используя этот индикатор оптических кабелей. Наиболее важными проблемами являются передача данных, передаваемых во время передачи, приема, переключения, выбора, передачи данных, стабильность показателей эффективности, переход на альтернативные резервные каналы во время обрыва, увеличения затухании, потеря количество фотонов, с целью обеспечения защиту информации и т. д. [b, c]. В настоящее время одной из актуальных проблем волоконно-оптических систем передачи является предотвращение несанкционированных вмешательств, несмотря на использование криптографических методов для управления количеством фотонов и использование ключей шифрования для предотвращения несанкционированных вмешательств.

В связи с этим разработано новое устройство мониторинга волоконно-оптических сетей с использованием многофункционального оптического коммутатора с линейным микропьезоприводом, независимо от топологии оптических сетей.

Устройство мониторинга волоконно-оптических сетей

На рисунке 1 показано устройство мониторинга волоконно-оптических систем передачи. Адаптивный мониторинг оптических сигналов, состоит из терминалов оператора, линейного микро-пьезоэлектрического оптического коммутатора, первичных параметров волоконно-оптических линий связи. Рефлектометр оптического временного диапазона, текущие рефлектограммы из таблицы индикаторов, из базы данных рефлектограмм, соответствующих начальному э-кадастру, из сравнительного блока рефлектограмм, база данных о регистрации результатов сравнений, которые управляют сетью, подключенной к базе данных в режиме онлайн. Входы и выходы устройства мониторинга также выполняют как входные, так и выходные функции для разных длин волн от λ_{1n} до λ_{4n}. Каждое контролируемое и движущееся зеркало контрольного устройства служит для передачи 1% входного, выходного и светового выхода в оптический рефлектометр оптической временной области для мониторинга. Адаптивная фокусировка зеркал с трансмиссией на входные и выходные порты может управляться отдельно и в то же время микро-пьезоэлектрическими двигателями с помощью управляющих сигналов [b, c].

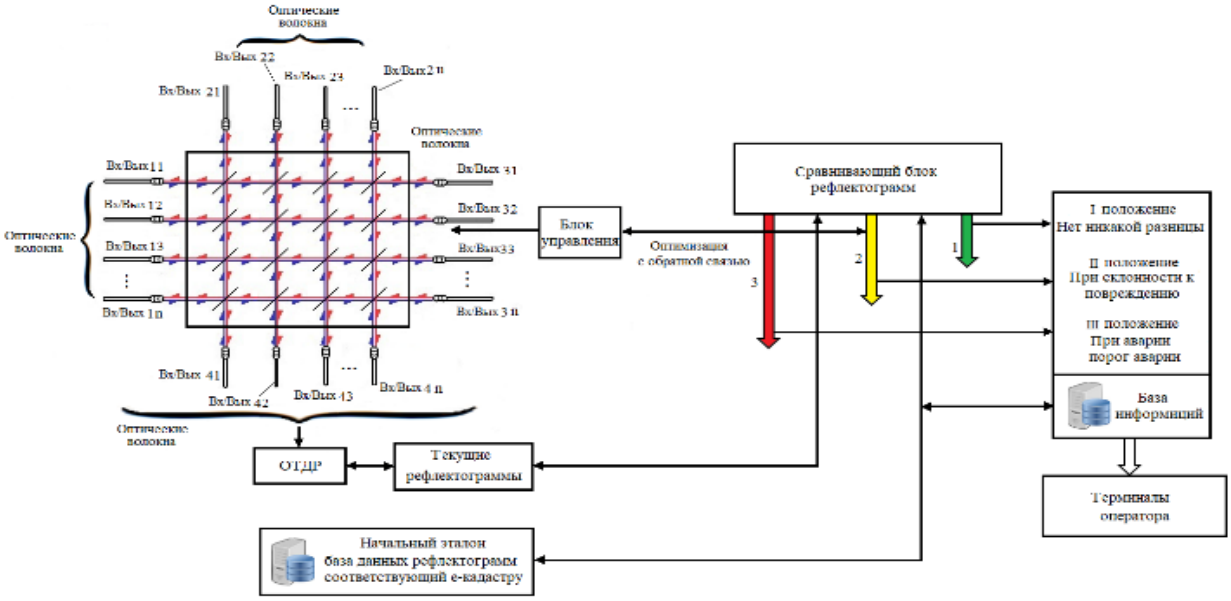


Рис. 1. Схема мониторинга волоконно-оптических сетей

В дополнение к мониторингу уровня оптических сигналов, передаваемых через оптоволоконные сети, контрольное устройство также выполняет адаптивную настройку оптических зеркал в распределительном щите контрольного устройства (адаптивное управление на оптические входы или выходы).

Функции мониторинга волоконно-оптических сетей

Система мониторинга волоконно-оптических сетей обеспечивает следующее:

- сбор результатов испытаний по оптоволоконной сети и ее статический анализ;
- статический анализ предопределяет и прогнозирует их до тех пор, пока в сети возникают серьезные проблемы;
- исследует существующие возможности планирования и профилактического обслуживания оптического кабеля, используемого в сети, не дожидаясь серьезной аварии и повреждения кабельной системы;
- обеспечивает переход на альтернативные резервные каналы во время обрыва, увеличение затухания, потерю количество фотонов, с целью обеспечения защиты информации;
- высокая сетевая безопасности. Таким образом, в случае любого соединения, не допуская волокна, неизбежно, дополнительная потеря оптического канала. Это будет обнаружено и записано системой в режиме реального времени;
- графическое описание информации о статусе сети и т. д.

Во время мониторинга 99% оптических волокон с длиной волны оптического пучка, таких как оптические волокна, могут быть преобразованы от λ_{1n} до λ_{4n} (λ_{nn} может изменяться в соответствии с количеством каналов длины волны), переключаясь через контролируемые просвечивающие зеркала на получателя информации – направлен к портам, а 1% используется для управления уровнем оптического луча, передаваемого оптической сетью (для мониторинга).

В базе данных центральных серверных систем баз данных и баз данных первичная электронная база данных электронного кадастра, соответствующая электронному кадастру, устанавливается в локальной и базовой оптической сети с точной электронной картой, профессиональной оперативной информационной системой. Информация о состоянии сети и всех оптических командах хранится в базе данных и может отображаться на графике. Карта также предоставляет точную и полную информацию о недостатках в волоконно-оптических командах и их местоположении.

Первоначально в электронной карте сетью оптических систем передаче обеспечены в базе данных соответствующие рефлектограммы из центральных баз данных в локальной и магистральной оптической сети с точной электронной картой профессиональных оперативных информационных систем. Информация о состоянии сети и всей документации, связанной с оптическими переключателями, хранится в таблице данных и может быть графически проиллюстрирована на карте. Карта также предоставляет точную и полную информацию о недостатках в оптических компонентах, а также их местоположении.

В частности, либо магистраль, либо пассивные оптические сети могут достигать любого полупрозрачного зеркала, которое управляется оптическим лучом длины волн, $\sum_{uf}^{n}\lambda_n = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4$ которое разделяется по спектру.

Управляемое полупрозрачное зеркало одновременно играет роль оптического фильтра и направляет каждый оптический луч с длиной волны λ_{nn} на вход соответствующие оптические волокна. Направление направления пучка контролируется уровнем натяжения, *t*-временем, которое контролируется переключением или коррекцией от блока управления к выходным портам, при помощи линейными микропьезоприводами с микрочипом.

1% оптического луча, включенного в контролируемое прозрачное зеркало, передается в рефлектометр заданным оптической временной области. На основе исходной программы, предоставляемой рефлектометром оптической временной области, рефлектограммы на любом или всех каналах засекаются и передаются в блок OTDR. В сравнительном блоке сравнивается текущие результаты с исходными наборами данных в соответствующей базе данных э-кадастру, приводя результаты к набору данных, а оттуда передается к терминалам оператора. В сочетании с выводами оптические передающие системы пытается отрегулировать отклонение полупрозрачных зеркал оптического преобразователя в соответствии с состоянием аварии в соответствии с блоком управления обратным контактом и каналами к другим каналам или до степени отключения.

Как уже отмечалось, когда уровень сигнала с выхода рефлектометра оптической временной области сравнивается с уровнем сигнала «эталон». Здесь возможно три случая (эти параметры изменяются в зависимости от α -затухании, τ -дисперсии оптического сигнала):

- Уровень сигнала с выхода рефлектометра оптической временной области совпадает с уровнем сигнала «эталон» ($u_f = u_e$);
- Уровень сигнала, поступающего из рефлектометра оптической временной области, ниже, чем исходный сигнал «эталон» в соответствующей базе данных ($u_f < u_e$);
- Уровень сигнала, поступающего с выхода рефлектометра оптической временной области, больше, чем уровень сигнала «эталон» в соответствующей базе данных электронного кадастра $(u_f > u_e)$.

В случае I оптического переключателя вход оптического переключателя не входит в панель управления (показан в линии с 1 полосой) и является нормальным состоянием передачи оптических лучей с изменяющимися длинами волн, передаваемыми направленными переданными зеркалами.

В случае II, когда уровень сигнала, подаваемого на входную цепь схемы компаратора, меньше, чем эталонные наборы данных в соответствующем наборе данных, управляющее напряжение $u_f < u_e$ адаптируется к стимулирующей микропроцессоре, которая регулирует движение поперечных зеркал с помощью блока управления на входе оптических переключателей, и в этом случае зеркало коммутатора $u_f = u_e$. В $u_f = u_e$ движение останавливается, что автоматически контролируется устройством рефлектометра. Если $u_f = u_e$ не является условно заряженным, система автоматически превращается в III.

В случае III $u_f > u$ (красный) соответствует требованию сетевого мониторинга.

Уровень оптических информационных потоков в сетях оптической передачи может меняться по нескольким причинам:

- Когда волокна повреждены в результате различных причин;
- Изменение количества фотонов в оптических волокнах (потеря фотонов или кража);
- Если оптические зеркала оптических переключателей неправильно установлены;
- Из-за разрывов и повреждений, вызванных патчкортами, используемыми в оптических соединениях;
- В оптических волокнах при подключении оптических волокон к точкам сварки и волокнам;
- В случае отключения питания или повреждения одного из сетевого оборудования в активных и пассивных оптических сетях и т. д.

Принимая во внимание обобщенную схему предлагаемой системы адаптивного оптического мониторинга, анализ проблем, возникающих в сети, можно резюмировать следующим образом:

Результат сравнения			**Влияние на контролируемое зеркало**
$u_f = u_e$	0		*бездействующий*
$u_f > u_e$	$+1$		*вправо*
$u_f < u_e$	-1	=	*влево*
$u_f > u_e$	$u_f > u_e$		*есть проблема*
$u_f < u_e$	$u_f < u_e$		*есть проблема*

Таким образом, система находится под постоянным автоматическим управлением. Точность работы системы основана на результатах сравнения текущих параметров отражателя с опорными значениями. Поврежденные или подозрительные оптические волокна, передаваемые автоматически другим волокнам, вместе с поврежденными оптическими кабелями или подверженными аварийному воздействию областями автоматически идентифицируются рефлектометром оптической временной области, оператору управления сетью и мобильному или стационарному терминалу передается.

Заключение

В работе составлена новая схема устройства мониторинга волоконно-оптических систем передачи и проанализирован принципы работы данного устройства. Применены новые конструкции оптического коммутатора, в результате чего при обнаружения сбоя, затухания и потери оптических сигналов, активный порт автоматически переключается на другой порт и одновременно сообщает об этом в центральное терминальное устройство.

Литература

1. *Гасанов М.Г.* Эффективность пьезоэлектрического дефлектора светового луча в технике связи // Ученые-записки АзТУ. №2 (66). Баку, 2010. С. 44-46.

2. *Гасанов М.Г.* Многоканальный пьезоэлектрический коммутатор адаптивных оптических сетей // Вестник Азербайджанской Инженерной Академии. Том 9, №4. С. 107-113.

3. *Hasanov M.H., Ibrahimov B.G., Qodjaeva Sh.F.* Research Efficiency Optical Transport Networks with use Transferring and Reception Optoelectronics Module, International Journal of Research - Granthaalayah, vol.6, №2, 2018, pp. 324-330.

4. *Maharramov V.M., Hasanov M.H.* About the same switching principle information flow, Scientific–practical journal Institute of Information Technology of ANAS, 2018, pp. 25-31.

5. *Гасанов М.Г., Мамедов Р.С.* Стойкость и информационная емкость трех типов квантовых протоколов распределения ключей с многомерными квантовыми системами // Вестник Азербайджанской инженерной академии, том 5, №2. Баку, 2013. С. 62-78.

6. *Hasanov M.H., Hacıyeva K.R., Qodjaeva Sh.F.* Multifunctional adaptive piezoelectric switch of optical channels // T-Comm, vol. 13, № 29, 2018, pp. 64-69.

7. *Гайворовская Г.С., Рябцов А.В.* Особенности применения оптических коммутаторов в современных информационных сетях. Applicable İnformation Models. Sofia. İTHEA, 2011. No 22, pp. 169-181.

ВЫБОР ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОГО ТВЕРДОТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Горгадзе Светлана Феликсовна,
Московский технический университет связи и информатики, д.т.н., профессор, Москва, Россия,
svetlana-gorgadze@yandex.ru

Аннотация

Поведенческие модели нелинейных твердотельных усилителей мощности, использующиеся при компенсации нелинейных искажений сигналов в них, как правило являются следствиями представления взаимосвязи выходного и входного сигналов усилителя с помощью ряда Вольтерры [1,2]. Результатами данного подхода являются варианты полиномиальных моделей: простая полиномиальная модель [3], а также модели на основе полиномов Гегенбауэра и Зернике для безынерционных усилителей [4,5]. Эти модели основаны на разложении выходного сигнала усилителя по системам ортогональных базисных функционалов, зависящих от реализаций усиливаемого сигнала. В данной работе показано, что и варианты моделей, основанные на разложении сигналов как в полных, так и в усеченных ортогональных системах базисных функций, не зависящих от реализаций сигнала, также являются следствиями общей модели Вольтерры.

Исследуется эффективность моделей твердотельного безынерционного нелинейного усилителя мощности, перечисленных выше, по критерию «сходимости» коэффициентов (параметров) модели при разных способах их идентификации. Исследования, проведенные на примере твердотельного усилителя мощности диапазона 8 ГГц, показывают, что значения нормированных ошибок идентификации коэффициентов приблизительно одинаковые для полиномиальных моделей, но они в 5…7 раз больше, чем у моделей с ортогональными базисами, не зависящими от реализаций сигнала.

Ключевые слова: *усилитель мощности, полиномиальные модели, идентификация коэффициентов модели, сходимость алгоритма идентификации.*

Модели безынерционных нелинейных приборов, являющиеся следствиями ряда Вольтерры, можно свести к выражению, описывающему взаимосвязь между выборками отсчетов низкочастотных эквивалентов входного сигнала $\dot{z}_{вх} = \{\dot{z}_{вхk}\}$ и выходного сигнала $\dot{x}_{вых} = \{\dot{x}_{выхk}\}$, где $k = 1,..,K$ – номер выборки (отсчета); K – объем выборок [3]. Это выражение имеет вид:

$$\dot{x}_{выхk} = \mathcal{R}\{R,(\dot{a}_n)\}\dot{z}_{вхk} = \sum\nolimits_{n=1}^{N} \dot{c}_{nR}\mathfrak{I}_n\left(\dot{z}_{вхk}\right), \quad (1)$$

где $\mathcal{R}\{\cdot\}$ – нелинейный оператор, определяющийся парой R и $(\dot{a}_n)$, причем R – это фактор структуры модели, а $(\dot{c}_{nR})$ – набор комплексных весовых коэффициентов, являющихся параметрами модели и зависящих от ее структуры; $\mathfrak{I}_n\left(\dot{z}_{вхk}\right)$ – набор базисных функционалов от входного сигнала; $n = 1,\ldots,N$ – номер базисного функционала или весового коэффициента. При этом в случае простой полиномиальной модели

$$\mathfrak{I}_n\left(\dot{z}_{вхk}\right) = \mathfrak{I}_n^{П}\left[\dot{z}_{вхk}\right] = \left|\dot{z}_{вхk}\right|^{n-1}\dot{z}_{вхk} \quad (2)$$

Для модели Гегенбауэра в качестве $\mathfrak{I}_n\left(\dot{z}_{вхk}\right)$ используются полиномы Гегенбауэра $\mathfrak{I}_n^{Г}\left[\dot{z}_{вхk}\right]$ [4], а в модели Зернике – соответствующие ей полиномы $\mathfrak{I}_n^{З}\left[\dot{z}_{вхk}\right]$ [5].

Заметим, что при любом n базисный функционал $\mathfrak{I}_n\left(\dot{z}_{вхk}\right)$ для заданного $\dot{z}_{вхk}$, ($k = 1,..,K$) можно рассматривать как вектор в конечномерном евклидовом пространстве. Тогда он может быть представлен в системе ортогональных базисных функций этого пространства $\mathfrak{I}_n^{ОБ}$, причем $K = N$. Но, очевидно, можно рассматривать и вариант, когда $K \neq N$, то есть разложение в усеченном базисе. В общем случае для ортогональных базисов, группируя одинаковые базисные функции для всех n, получим выражение:

$$\dot{x}_{выхk} = \sum\nolimits_{n=1}^{N} \dot{c}_n\mathfrak{I}_n^{ОБ}, \quad (3)$$

где $\mathfrak{I}_n^{ОБ}$ не зависят от $\dot{z}_{вхk}$. При этом $\dot{c}_n$ не в полной мере являются коэффициентами модели нелинейного прибора, поскольку включают составляющие, являющиеся коэффициентами разложения $\dot{z}_{вхk}$ по $\mathfrak{I}_n^{ОБ}$. При этом, учитывая, что исходная полиномиальная модель включала аддитивный неискаженный входной сигнал, запишем: $\dot{c}_n = \dot{c}_{nR} + \dot{c}_{nc}(\dot{z}_{вхk})$, где $\dot{c}_{nc}\left(\dot{z}_{вхk}\right)$ – коэффициенты разложения $\dot{z}_{вхk}$ в ортогональном базисе $\mathfrak{I}_n^{ОБ}$.Тогда

$$\dot{x}_{выхk} - \sum_{n=1}^{N} \dot{c}_{nc}\left(\dot{z}_{вхk}\right)\mathfrak{I}_n^{ОБ} = \sum_{n=1}^{N} \dot{c}_{nR}\mathfrak{I}_n^{ОБ}. \quad (4)$$

Обозначая $\dot{x}_{выхk} - \sum_{n=1}^{N}\dot{c}_{nc}\left(\dot{z}_{вхk}\right)\mathfrak{I}_n^{ОБ}$ как $\dot{x}_{выхkc}$, получим единообразное представление всех моделей, описанных выше. В дальнейшем модель с разложением по функциям $\mathfrak{I}_n^{ОБ}$ будем называть ортогональной, хотя, как известно, полиномы Гегенбауэра при определенных условиях тоже являются ортогональными [4].

Отметим, что основным преимуществом ортогональных базисов является возможность выбора их систем, с одной стороны, адекватных структуре входного сигнала нелинейного прибора, а с другой – допускающих использование быстрых спектральных преобразований для вычисления коэффициентов $\dot{a}_{nR}$. Важно также подчеркнуть, что для всех моделей, рассмотренных выше, объем выборок K должен быть в несколько раз больше объема, соответствующего необходимой частоте дискретизации входного сигнала на интервале времени выбранной длительности T [3].

Обобщая вышесказанное, и рассматривая $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ как вектора длиной K в конечномерном евклидовом пространстве, взаимосвязь между ними представим как произведение матриц:

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}} = \boldsymbol{\mathfrak{I}}^T\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\boldsymbol{c} \quad (5)$$

где $\boldsymbol{\mathfrak{I}}^T\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right) = \left[\mathfrak{I}_1\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\mathfrak{I}_2\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\ldots\mathfrak{I}_N\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\right]$ – матрица размерности $K \times N$, столбцы которой представляют собой разложения сигнала по искомой системе базисных функционалов, $\boldsymbol{c}$ - вектор коэффициентов модели длиной N , $\cdot^T$ – обозначение транспонированной матрицы. Для одиночных детерминированных выборок $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ коэффициенты модели $\boldsymbol{c}$ можно вычислить по формуле:

$$\boldsymbol{c} = \left(\boldsymbol{\mathfrak{I}}^{\boldsymbol{m}}\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\right)^{-1}\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}\ , \quad (6)$$

где $\left(\boldsymbol{\mathfrak{I}}^T\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\right)^{-1}$ – матрица, обратная $\boldsymbol{\mathfrak{I}}^T\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)$.

Если $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ – это случайный процесс, то для идентификации $\boldsymbol{c}$ необходимо рассматривать большое число его реализаций длительности T , а в случае эргодического случайного процесса – выборку значительной длины. При этом из (6) следует, что точное вычисление параметров модели нелинейного оператора, описывающего преобразование сигнала в нелинейном устройстве, требует обращения матрицы большой размерности, что ограничивает применимость данного подхода в случае, если требуется адаптивная подстройка параметров модели в реальном масштабе времени при температурной или метеозависимости характеристик усилителя мощности, а также в случае нестабильности источника питания, наличия наводок и т.д. Исключение составляют модели на основе ортогональных систем базисных функций, не зависящих от реализаций сигнала (3), так как процедура обращения матрицы в этом случае не требуется, и для вычисления коэффициентов модели могут использоваться быстрые спектральные преобразования. При этом возможно использование усеченных базисов и быстрых преобразований в них с целью сокращения числа коэффициентов модели [6]. В этом случае интерес представляет исследование точности подобных моделей и сопоставление с полиномиальными моделями.

Будем рассматривать ансамбль реализаций $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$, то есть $(\dot{\mathbf{Z}}_{\text{вх}}, w)$ с введенной на нем мерой w, соответствующей функции распределения сигнала. Тогда процедура идентификации нелинейного оператора предполагает синтез его модели по заданным выборкам $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$. Критерием точности идентификации будет норма ошибки $\left\|\varepsilon\right\|^{\gamma}$ между заданным входным сигналом $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ и результатом его преобразования с помощью оператора $\mathcal{R}$, то есть $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вых}}$. Будем рассматривать квадратичную норму $\left\|\varepsilon\right\|^2$. Тогда задача идентификации оператора $\mathcal{R}$ сведется к минимизации математического ожидания $\left\|\varepsilon\right\|^2$ по ансамблю $(\dot{\mathbf{Z}}_{\text{вх}}, w)$, то есть

$$\mathcal{R}_{опт} = \arg\min_{R,(\dot{c}_n)} \int_{\dot{\mathbf{Z}}_{\text{вх}}} | \dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}} - \boldsymbol{\mathfrak{I}}^T \left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right) \boldsymbol{c} |^2 \, dw\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right) \quad (7)$$

Учитывая, что случайный процесс на входе усилителя является эргодическим, заменим осреднение по ансамблю сигналов $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ на одну реализацию $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ достаточно большой длительности. Тогда перепишем последнее выражение в виде:

$$\mathcal{R}_{\text{опт}} = arg\min_{R,(\dot{c}_n)} |\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{вых}} - \boldsymbol{\mathfrak{I}}^{\text{т}}(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}})\boldsymbol{c}|^2. \quad (8)$$

Из последнего выражения следует, что задача идентификации нелинейного оператора является двумерной, и должна проводиться как по наборам базисных функционалов $\mathfrak{I}_n\left(\cdot\right)$, так и по параметрам $\left(\dot{c}_n\right)$ в соответствии с критерием минимизации математического ожидания $\left\|\varepsilon\right\|^2$.

Очевидно, что минимизация (8) при заданном наборе $\mathfrak{I}_n\left(\cdot\right)$ достигается в том случае, когда набор оптимальных весовых коэффициентов модели c, то есть $c_{опт}$, соответствует ортогональной проекции $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ на линейное пространство, порождаемое векторами $\left(\mathfrak{I}_n\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\right)$, так как рассматривается гильбертово пространство. При этом строгое решение задачи ортогонального проектирования по выборкам $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ может быть получено методом наименьших квадратов, когда $c_{опт}$ определяется как решение уравнения:

$$\text{grad}_{\boldsymbol{c}}\left(\left|\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}} - \boldsymbol{\mathfrak{I}}^T\left(\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}\right)\boldsymbol{c}\right|^2\right) = 0 \ . \quad (9)$$

С целью минимизации вычислительных ресурсов рассмотрим рекуррентный алгоритм пошаговой подстройки вектора c в сторону абсолютного значения градиента мгновенной ошибки, то есть алгоритм LMS. В этом случае значение вектора c на $\left(i+1\right)$-ом шаге подстройки, то есть $\boldsymbol{c}_{i+1}$, может быть выражено через его значение на i-ом шаге $\boldsymbol{c}_i$ с помощью формулы:

$$\boldsymbol{c}_{i+1} = \boldsymbol{c}_{\boldsymbol{i}} - \mu grad_{\boldsymbol{a}}\left(|\,\varepsilon_i\,|^2\right), \quad (10)$$

где μ – шаг подстройки. Как видно, в отличие от (9) в (10) подстройка коэффициентов $\boldsymbol{c}$ происходит последовательно, причем на ее -ом шаге учитывается только i-ый компонент ошибки $\boldsymbol{\varepsilon}$. Тогда практический интерес представляет исследование сходимости (10) к $c_{опт}$.

Рассмотрим условие слабой сходимости для данной задачи. Будем считать, что $\boldsymbol{c}_i$ слабо сходится к $c_{опт}$, если выполняется условие $\lim_{i\to\infty} M\{\boldsymbol{c}_i\} = c_{опт}$, где $M\left\{\cdot\right\}$ - оператор математического ожидания. Опуская промежуточные выкладки, запишем:

$$M\{\boldsymbol{c}_{i+1}\} = \mu\boldsymbol{c}_{опт} - \mu M\{\boldsymbol{c}_i\}. \quad (11)$$

Из последнего выражения следует, что $M\{\boldsymbol{c}_{i+1}\} = \boldsymbol{c}_{опт} - \boldsymbol{c}_{опт}\left(1-\mu\right)^{i+1}$, откуда, в свою очередь, следует, что $\boldsymbol{c}_i$ слабо сходится к $c_{опт}$, если $\mu \in \left(0,1\right]$.

Исследование сходимости алгоритма (10) к (9) проводилось для твердотельного усилителя мощности диапазона 8ГГц. При этом использовалась табличная модель, представленная его AM/AM и AM/PM характеристиками, показанными на рис. 1. Измерения проводились при синусоидальном входном сигнале, что соответствует безынерционной модели.

В качестве $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ моделировались релеевская случайная дискретная функция, которая преобразовывалась с помощью модели усилителя мощности, представленной выше, с целью получения $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$**.** В случае полиномиальных базисов использовались 5 функций, то есть для этих моделей $N = 5$ и $K = 64$. В случае ортогонального базиса применялись дискретные экспоненциальные функции (ДЭФ) размерности $K = 64$. При этом с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычислялись коэффициенты разложения $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$ в системе ДЭФ. Затем определялись разница между коэффициентами разложения $\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{вых}}$ и $\dot{\mathbf{z}}_{\text{вх}}$, и произвольно выявлялись 5 наиболее значимых разностных коэффициента, после чего в ортогональной модели использовались лишь 5 функций, вносящих наиболее значимый вклад в нелинейную модель усилителя мощности.

Результаты исследования сходимости алгоритма (10) к $c_{опт}$ показаны на рис. 2 для стандартного полиномиального базиса и ортогонального базиса ДЭФ при Отметим, что значимых отличий между разными полиномиальными базисами не выявлено.

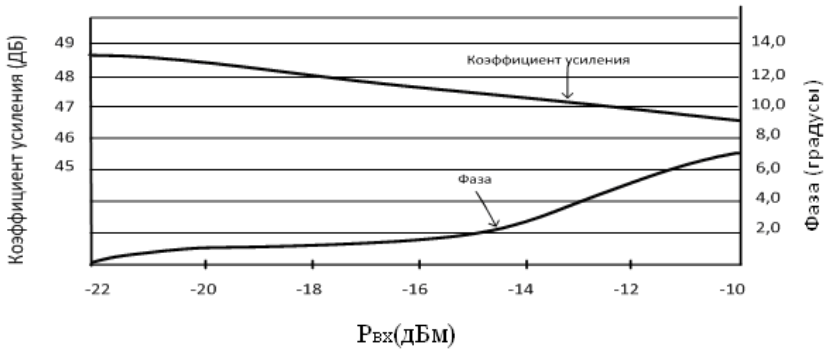


Рис. 1. Пример AM/AM и AM/PM характеристик усилителя мощности на частоте 8ГГц

Из анализа рис. 2 следует, что нормированные ошибки идентификации в случае ортогонального базиса примерно в 5…7 раз меньше, по сравнению с полиномиальными, что объясняется, по-видимому, более высокой точностью модели, так как предварительно были приблизительно выявлены функционалы, вносящие наиболее значимый вклад в модель исследуемого нелинейного прибора.

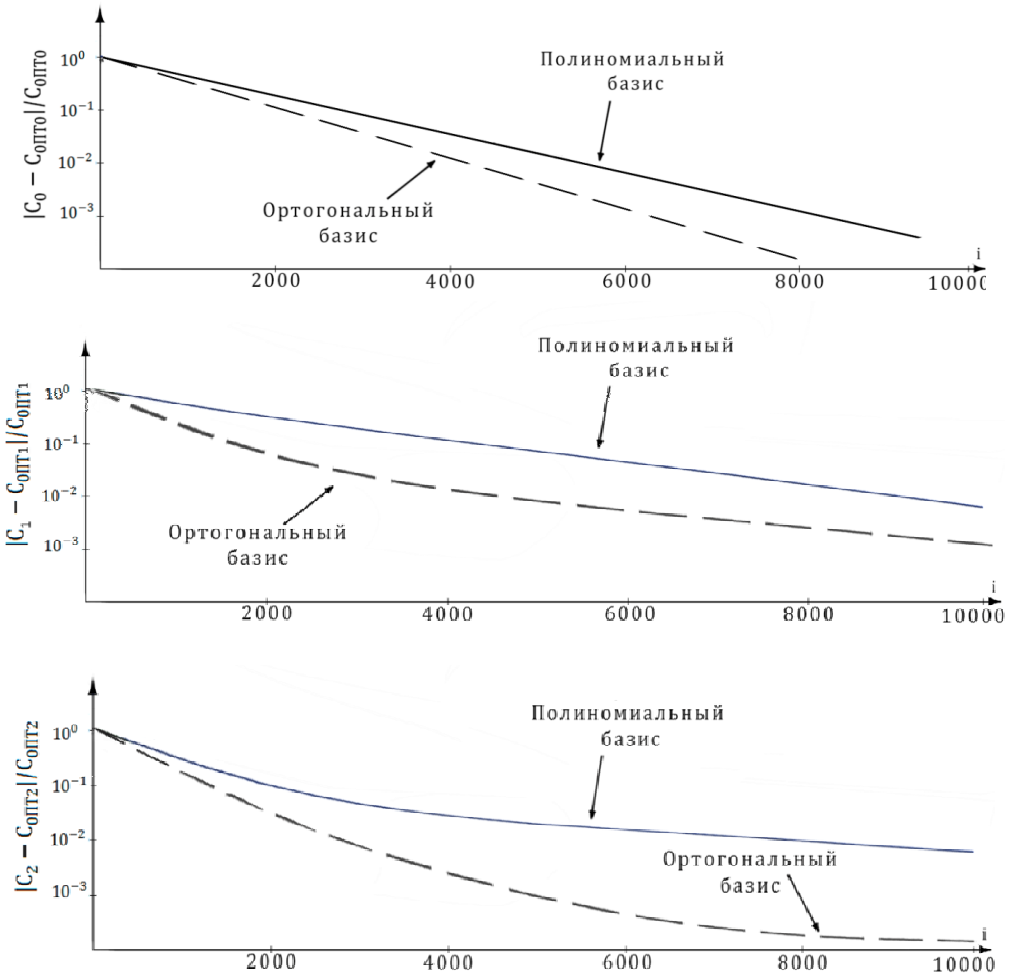


Рис. 2. Зависимости нормированных ошибок идентификации параметров модели нелинейного объекта от номера итерации при оценке их сходимости

Таким образом, обоснована возможность использования поведенческих моделей твердотельных усилителей мощности, основанных на системах ортогональных базисных функций, в которых определены алгоритмы быстрых спектральных преобразований. В этом случае базисные функционалы не зависят от реализации усиливаемого сигнала, и возможно использование быстрых спектральных преобразований для вычисления коэффициентов модели. При этом число таких коэффициентов не увеличивается, по сравнению с полиномиальными моделями, так как возможно априорное выявление наиболее значимых базисных функций с последующим уточнением их коэффициентов ускоренно, с помощью асимметричных быстрых спектральных преобразований [6]. Как показано, точность подобной такой модели может быть выше, чем полиномиальной.

Литература

1. *Steer M.B.*, *Gharaibeh K.M*. Volterra Modeling in Analog, RF and Microwave Engineering. J.Willey&Sons Inc: Encyclopedia of RF and Microwave Engineering. 2005. P. 15.

2. *Zhu A., Pedro J.C, Cunha T.R*. Pruning the Volterra Series for Behavioral Modeling of Power Amplifiers Using Physical Knowledge // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1997. Vol. 55, No 5, pp. 813-821.

3. *Ghannouchi F., Hammi O., Helaoui M.* Behavioral Modeling and Predistortional of wideband wireless transmitters. J.Willey&Sons Ltd. 2015. 253 p.

4. *Harguem A., Boulejfen N., Ghannouchi F.M. and Gharsallah A.* Robust behavioral modeling of dynamic nonlinearities using Gegenbauer polynomials with application to RF power amplifiers. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2014, 24 (2), pp. 268-279.

5. *Jebali C., Boulejfen N., Rawat M. et al.* Modeling of wideband radio frequency power amplifiers using Zernike polynomials // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2012, 22 (3), pp. 289-296.

6. *Горгадзе С.Ф.* Асимметричные модификации обобщенного быстрого преобразования Фурье и Фурье-Адамара //Радиотехника и электроника. 2005. Т.50. №3. С. 302-308.

КЛАССИФИКАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН ПО ПРОФИЛЮ СПЕКТРА РАССЕЯНИЯ МАНДЕЛЬШТАМА – БРИЛЛЮЭНА

Горлов Николай Ильич,
Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск, Россия
Богачков Игорь Викторович,
Трухина Анастасия Ивановна,
Иниватов Даниил Павлович,
Киреев Александр Павлович,
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

Аннотация

Обсуждаются вопросы классификации разновидностей оптических волокон по рефлектограммам, полученным с помощью бриллюэновского рефлектометра. Представлена разработанная программа для определения типа оптического волокна по бриллюэновской рефлектограмме. Приведены значения бриллюэновского сдвига частоты для некоторых распространенных разновидностей оптических волокон. Возможность классифицировать оптические волокна по разновидностям и производителям по рефлектограмме представляет практический интерес.

Ключевые слова: *оптическое волокно, спектр рассеяния Мандельштама – Бриллюэна, бриллюэновская рефлектометр, бриллюэновский сдвиг частоты, профиль спектра.*

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности (проект № 8.9334.2017/8.9).

Своевременное обнаружение и устранение «проблемных» участков в ОВ (участков с дефектами, с изменёнными температурой и натяжением) является важной задачей ранней диагностики ВОЛС [1-3].

Для обнаружения участков ВОЛС с повышенным натяжением ОВ и изменённой температурой применяются бриллюэновские оптические импульсные рефлектометры (BOTDR). В BOTDR регистрируется и анализируется распределение спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (СРМБ) вдоль ОВ.

С помощью BOTDR можно получить распределение СРМБ в ОВ. Определив положение максимума в профиле СРМБ, можно определить величину бриллюэновского сдвига частоты (f_B), а затем, натяжение вдоль ОВ [1-4].

Поскольку при бриллюэновской рефлектометрии уровни мощности сигнала, вводимого в ОВ, значительны, представляет особый интерес исследование СРМБ в ОВ разных производителей с различными законами поведения дисперсии и структурой сердцевины ОВ [4-8].

Как показывают теоретические и экспериментальные исследования [1-10], для разных типов ОВ и разных производителей ОВ, формы профилей СРМБ, а также «планки начального уровня» (f_{B0}) для нормальных условий (при комнатной температуре и при отсутствии механических напряжений) различаются.

Для каждой разновидности ОВ следует определить свой «начальный уровень» f_{B0} и коэффициенты для определения f_B при изменении температуры и натяжения ОВ [3, 4].

Для обнаружения участков с изменённой температурой и натяжением желательно иметь эталонную BOTDR-рефлектограмму для исследуемого ОВ при нормальных условиях (при комнатной температуре и при отсутствии механических напряжений). Наличие такой рефлектограммы упрощает своевременное обнаружение «проблемного» участка в ОВ, а значит, устранение проблемной ситуации в волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) до разрушения ОВ [1-4].

База данных профилей СРМБ волокон различных типов и производителей позволяет классифицировать ОВ в ВОЛС, а также обнаруживать дефектные участки [3, 4].

При содействии ЗАО «Москабель-Фуджикура» (г. Москва) были проведены экспериментальные исследования картин распределения СРМБ в ОВ различных разновидностей и различных производителей с BOTDR «Ando AQ 8603».

Описанная ниже программа была разработана с целью быстрого, точного и удобного определения типа рефлектограмм. Программа написана на языке высокого уровня C# с использованием среды разработки Microsoft Visual Studio 2017.

Процесс работы программы состоит в загрузке пользователем изображения шириной в 800 пикселей и высотой 600 пикселей, которое содержит bmp-файл рефлектограммы BOTDR.

Необходимая область для анализа автоматически «вырезается» программой по шаблону, и формируется профиль СРМБ ОВ. Далее пользователю будет предложено сохранить полученное изображение для дальнейших действий с ним.

После формирования изображения профиля СРМБ, происходит попиксельное чтение рефлектограммы.

Программа может анализировать изображения двух типов: первый тип – изображения, на которых график представлен чёрным цветом, а фон – белым (рис. 1, 2); второй тип – изображения, на которых график – синий, а фон – чёрный (рис. 3).

Программа способна автоматически определять, к какому именно типу принадлежит изображение, поэтому не требуется ставить дополнительных галочек и выбирать какие-либо дополнительные признаки для каждого изображения.

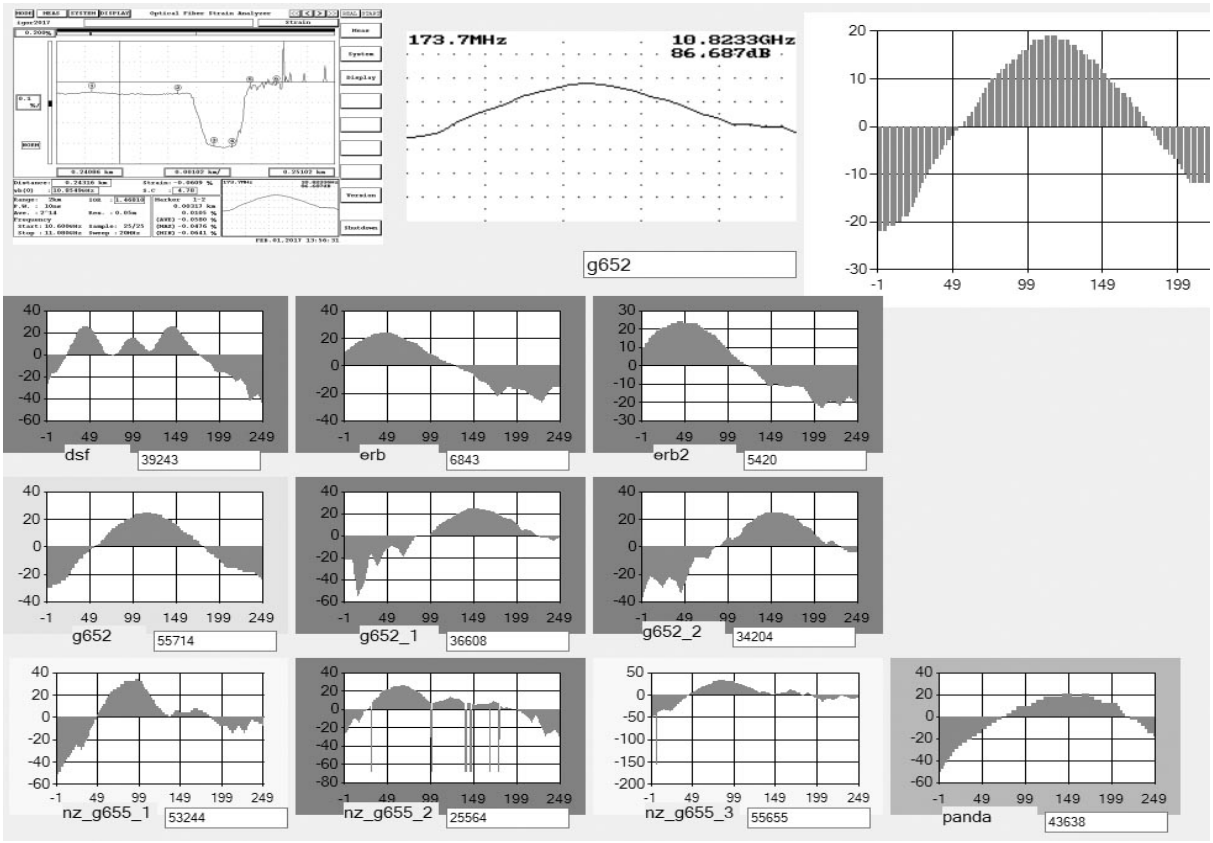


Рис. 1. Копия экрана программы при обнаружении образца G.652

В случае с первым типом изображений в связи с наличием через каждые 10 пикселей по оси «*x*» дополнительных точек, отличных от фона, с целью зрительной помощи при изучении рефлектограмм, возникла сложность при попиксельном чтении изображения. В связи с этим было решено для изображений этого типа игнорировать каждый десятый пиксель. А график профиля СРМБ в этом пропущенном месте восстановить исходя из формулы линейной интерполяции.

Данные загруженного графика заносятся в одномерный массив, после чего происходит сравнение его с уже заранее загруженными в программу шаблонами графиков; для высокой точности правильности определения типа рефлектограмм используется специальный алгоритм.

Корреляционная оценка загруженного изображения по сравнению с шаблонами производится по следующему алгоритму:

1) Находится сумма всех координат по оси «0y».

2) Находится среднее значение координат.

3) Значение каждого элемента массива изменяется на полученную в пункте 2 величину в меньшую сторону. В итоге получается, что среднее значение нового массива равно 0 («центрирование»).

4) Если по модулю математическое ожидание появления очередной координаты получается разным для каждого шаблона, то производится корректировка вычислений по отношению $\{M_g\}/\{M_0\}$, где $\{M_g\}$ – математи-

ческое ожидание, взятое по модулю у образца исследуемой рефлектограммы, а $\{M_0\}$ – математическое ожидание, взятое по модулю у каждого из остальных образцов-шаблонов.

5) Определяется корреляционная оценка. Суммирование происходит по всему массиву координат графика.

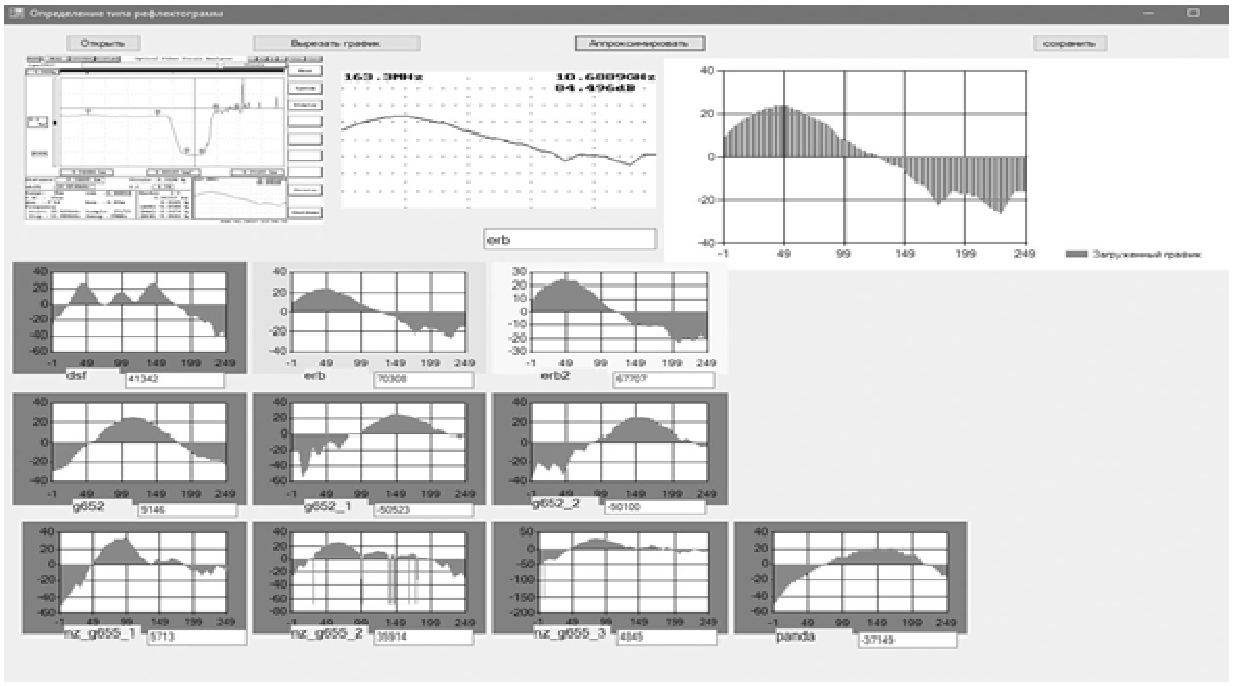


Рис. 2. Копия экрана программы при обнаружении ОВ, легированного ионами эрбия

Пользователю представлены графические изображения всех загруженных шаблонов, а после загрузки *bmp*-файла изображения, шаблон, который по оценкам программы имеет наилучшее совпадение с загруженным изображением, подсвечивается зелёным цветом, и его название записывается для представления пользователю (рис. 1-3). Шаблоны с меньшей степенью подобия подсвечиваются жёлтым и оранжевым цветами по мере уменьшения оценки степени подобия изображений.

На рисунке 1 представлен экран программы, на котором программой было определено обычное одномодовое ОВ (G.652), а на рис. 2 – классифицировано ОВ, легированное ионами эрбия (EDF) [5]. На рисунке 3 показано обнаружение программой профиля СРМБ ОВ со смещённой дисперсией (G.653 – DSF) [6].

Многочисленные экспериментальные исследования особенностей поведения СРМБ в ОВ различных типов и производителей, проведённые с BOTDR «Ando AQ 8603» при содействии ЗАО «Москабель–Фуджикура», позволили определить начальный уровень бриллюэновского сдвига частоты (f_{B0}) для каждой исследованной разновидности ОВ. В таблице 1 приведены значения f_{B0} для всех изученных разновидностей ОВ.

Таблица 1

Разновидность ОВ	Значения f_{B0}, ГГц	Рекомендуемые значения f_{B0}, ГГц	v_A, км/с (n = 1.468)	$n_э$ (v_A = 5.7 км/с)
G.652	10.82 ... 10.86	10.84	5.71	1.468
G.653 (DSF)	10.47 ... 10.49	10.47	5.53/5.63/5.72	1.42/1.45/1.47
G.655 (NZDSF)	10.61 ... 10.64	10.63	5.61	1.443
G.657	10.77 ... 10.80	10.79	5.70	1.466
EDF	10.68 ... 10.70	10.70	5.64	1.450
«Panda»	10.40 ... 10.43	10.41/10.42	5.50	1.413/1.414

Кроме рассмотренных ранее ОВ (G.652, G.653 (DSF) и EDF, в таблице 1 представлены также характеристики G.655 (NZDSF – ОВ с ненулевой смещённой дисперсией) [8], G.657 – ОВ с повышенной устойчивостью к изгибам [1, 9], «Panda» – разновидность ОВ, сохраняющего состояние поляризации сигнала [7].

Величины v_A определяются при f_{B0} из табл. 1 при n = 1.468 [1, 3].

Величины $n_э$ (эквивалентные показатели преломления) определяются из табл. 1 по f_{B0} при условии, что v_A = 5.7 км/с [3, 10]. При использовании для расчетов f_{B0} из таблицы зависимости натяжения от температуры различных ОВ становятся практически идентичными [9, 10].

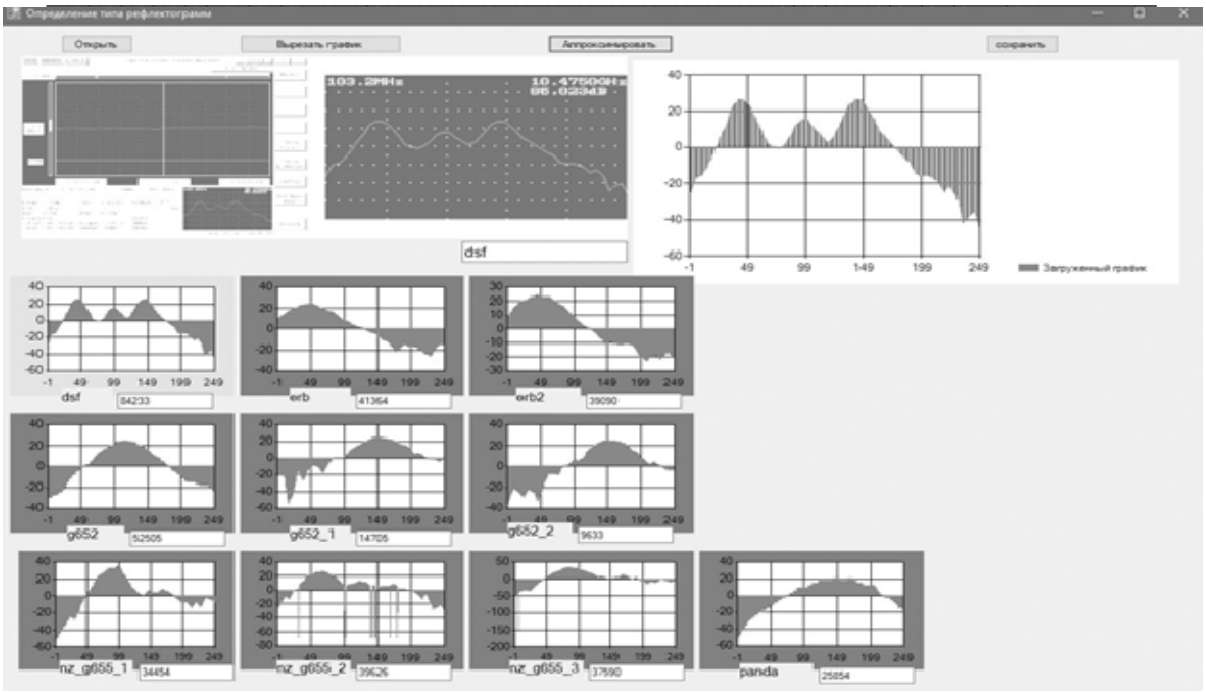


Рис. 3. Копия экрана программы при обнаружении образца G.653 (DSF)

Практическую ценность представляет возможность определения структуры и состава слоев, образующих сердечник ОВ, по полученным профилям СРМБ и частотам всех пиков СРМБ, так как введение легирующих веществ и изменение их концентрации влияют на скорость гиперзвука в ОВ и эффективный показатель преломления.

Авторы благодарят сотрудников ЗАО «Москабель-Фуджикура» за содействие в проведении экспериментов с BOTDR.

Литература

1. *Богачков И.В.* Исследования характеристик рассеяния Мандельштама – Бриллюэна в оптических волокнах с различными законами дисперсии // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2016. Том 10. № 11. С. 40-45.

2. *Богачков И.В., Иниватов Д.П., Киреев А.П., Горлов Н.И.* Определение разновидностей оптических волокон по бриллюэновским рефлектограммам / Сб. докладов 2-й Всерос. конф. «Оптическая рефлектометрия – 2018». Пермь, 2018. С. 74-77.

3. *Богачков И.В.* Определение начального уровня бриллюэновского сдвига частоты в оптических волокнах различных видов / Сб. тр. VII Междунар. конф. по фотонике и информационной оптике. М.: НИЯУ МИФИ, 2018. С. 102-103.

4. *Богачков И.В., Майстренко В.А.* Обнаружение "проблемных" участков в волоконно-оптических линиях связи на основе анализа спектра бриллюэновского рассеяния // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 11. С. 19-24..

5. *Bogachkov I.V.* Researches of the Mandelstam – Brillouin backscatter spectrum in the erbium-doped optical fiber // T-Comm, 2017. vol. 11, no. 6, pp. 59-63.

6. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Экспериментальные исследования спектра бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах со смещённой дисперсией // Вестник СибГУТИ. Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2017. Вып. 2 (38). С. 17-25.

7. *Богачков И.В.* Изучение характеристик рассеяния Мандельштама – Бриллюэна в оптических волокнах «Panda» / Сб. докладов 2-й Всерос. конф. «Оптическая рефлектометрия – 2018». Пермь, 2018. С. 12-15.

8. *Богачков И.В.* Экспериментальные исследования спектра бриллюэновского рассеяния в оптических волокнах с ненулевой смещённой дисперсией при продольных растягивающих силах // Динамика систем, механизмов и машин. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2016. Т. 2. С. 166-171.

9. *Богачков И.В., Горлов Н.И.* Исследования влияния температурных изменений в оптических волокнах на спектр бриллюэновского рассеяния / Тр. XIII междунар. науч.-техн. конф. IEEE АПЭП. Новосибирск, 2016. Т. 3, ч. 1. С. 105-110.

10. *Богачков И.В.* Температурные зависимости спектра рассеяния Мандельштама – Бриллюэна в оптических волокнах различных типов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т. 8. № 1. С. 8-11.

11. *Богачков И.В., Трухина А.И.* Моделирование бриллюэновских рефлектограмм оптических волокон на основе экспериментальных данных для использования в виртуальных лабораторных работах // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2016. Т. 5. № 3. С. 11-15.

12. *Богачков И.В., Майстренко В.А., Трухина А.И.* Моделирование рефлектограмм механически напряжённых участков оптических волокон на основе экспериментальных данных для использования в виртуальных лабораторных работах // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2016. Т. 5. № 4. С. 9-12.

ФОРМИРОВАНИЕ FMICW СИГНАЛА НА УНИВЕРСАЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЕ USRP ДЛЯ ЗАДАЧИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Елсуков Алексей Александрович,
Иванов Дмитрий Владимирович,
Иванов Владимир Алексеевич,
Рябова Наталья Владимировна,
Лащевский А.Р.
Поволжский государственный технологический университет, г. Йошкар-Ола, Россия,
ElsukovAA@volgatech.net

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ:
проекты № 15-07-05280; 15-07-05294, 16-37-60068, 16-35-50083; РНФ № 15-19-10053

Аннотация
Решена задача формирования FMICW сигнала для вертикального одно-антенного ионозонда на универсальной платформе USRP по технологии SDR. Проведены исследования по обеспечению постоянного уровня принимаемого сигнала, однозначного определения виртуальной высоты отражения в требуемом диапазоне, уменьшения корреляционных шумов при излучении и сжатии. Разработанные алгоритмы реализованы в программном обеспечении и апробированы экспериментально.

Ключевые слова: *ионозонд, FMICW, USRP, SDR, ЛЧМ.*

Введение

Вертикальный ионозонд является одним из основных инструментов, применяемых для определения состояния ионосферы. Полученные данные могут быть использованы как в системах частотного обеспечения КВ связи, так и для исследования физических процессов, проходящих в ионосфере. Для обеспечения максимальной энергетической эффективности ионозонда при согласованном приеме зондирующий сигнал должен обладать максимально возможными длительностью и полосой. Это позволяет снизить пиковую мощность излучаемого сигнала до минимума без изменения помехозащищенности. Однако применяемая полоса ограничена негативным эффектом частотной дисперсии среды. В этой связи наиболее эффективным является FMICW сигнал, т.е. квазинепрерывный сигнал с внутренней линейно-частотной модуляцией, манипулированный по амплитуде переключающей функцией [1]. Данный тип сигнала позволяет решить задачу распределения времени передачи и приема в одно-антенном режиме для желаемого диапазона задержек 0,6-6,6 мс (90-1000 км по высоте), использовав сигналы максимальной длительности.

Особенности применения FMICW сигнала в задаче вертикальнго ионосфернго зондирования

Непрерывный сигнал с линейно-частотной модуляцией, называемый FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) применяется в системах наклонного панорамного зондирования. [2]. Информацию о зондируемом объекте дает профиль задержки мощности (ПЗМ) радиоканала. Для его получения сигнал FMCW сжимается в приемнике. Сжатие производится путем перемножения принятого сигнала с опорным. Полученный таким образом сигнал разностной частоты разделяется на примыкающие временные интервалы T_a, каждый из них подвергается спектральному анализу. Полученные частоты F пересчитываются в задержку τ через скорость перестройки частоты $\dot{f}$: $\tau = F / \dot{f}$. При вертикальном зондировании непрерывным сигналом возникает проблема использования для приема и передачи одной антенны. В этом случае непрерывный сигнал подвергается амплитудной манипуляции по псевдослучайному закону, заданному периодической с периодом T_S переключающей функцией $g(t)$ [3]. Такой сигнал называется FMICW (Frequency Modulated Interrupted Wave). При этом один бит переключающей функции приравнивается к наименьшей длительности импульса t_b.

Очевидно, что переключающая функция для принимаемого сигнала будет равна $1-g(t)$. Средний уровень принимаемого сигнала (MRS – mean received signal) на выходе системы сжатия [4] определяется энергией взаимодействия переключающих функций передачи $g(t)$ и – приема $[1-g(t)]$ (1):

$$MRS = E(\tau) = \frac{1}{T_a}\int_0^{T_a} g(t-\tau)\cdot[1-g(t)]dt \qquad (1)$$

На графике (рис. 1) сравниваются различные переключающие последовательности.

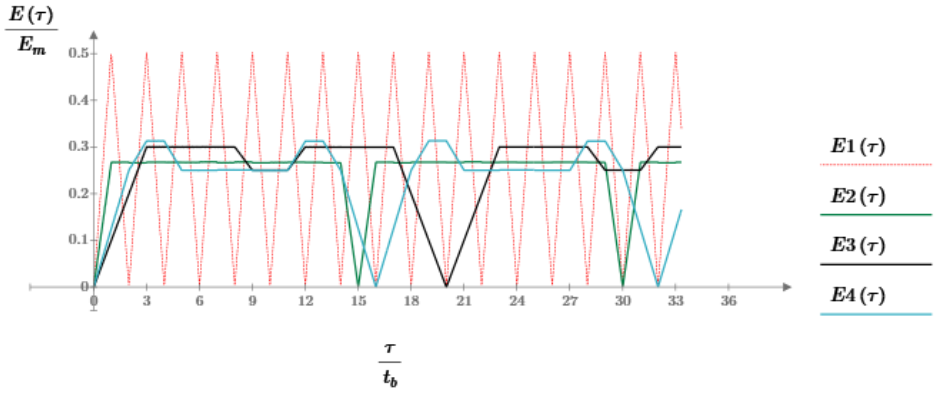


Рис. 1. Функция MRS при использовании в качестве переключающей функции: прямоугольных импульсов (*E*1 – красный), равной длительности; периодической М-последовательности длинной N_b =15 бит (*E*2 – зеленый) и периодических последовательностей Salous длинной N_b =20 бит (*E*3 – черный) и Barry (*E*4 – голубой) длинной N_b =16 бит

Видно, что в отличии от прямоугольных импульсов скважностью 2 (*E*1) применение периодических псевдослучайных последовательностей (ПСП) с рабочим циклом близким к 50% обеспечивают в некотором диапазоне задержек практически постоянный уровень сигнала. Провалы на графиках соответствуют эффекту «слепых» зон, т.е. высот задержка отражённого сигнала от которых кратна периоду последовательности. Длительность возрастающего склона соответствует минимальной длительности единичного импульса в последовательности и определяет нижнюю границу диапазона высот. Верхнюю границу диапазона определяет периодичность последовательности. Это связано с тем, что в данном случае высота отражения (или задержка сигнала) определяется через разность частот излученного и принятого сигнала. Соответственно, если за время анализа T_a переключающая функция $g(t)$ будет периодична, то в ПЗМ появятся «ложные» копии сигнала на частотах $F + n\frac{1}{T_s}$, где $n = 1,2....N$., что может привести к неоднозначности определения виртуальной высоты (задержки). Поэтому для вертикального зондирования необходимо обеспечить условие: $T_S < \frac{c}{2\dot{f}h'_{\max}}$, где c - скорость света, $\dot{f}$ – скорость изменения частоты, $h'_{\max}$ – максимальная высота отражения.

Еще одна проблема при использовании FMICW сигналов заключается в том, что амплитудная манипуляция по закону ПСП приводит к увеличению внеполосного излучения и увеличению уровня корреляционных шумов.

Установлено, что первый эффект нивелируется путем весовой обработки фронтов импульсов ПСП «полуоконами» длительностью пол бита $t_b / 2$. При этом «полуокна», заданные функциями Хемминга, Хеннинга, Барлетта, Блэкмана и Наттала обеспечивают ослабление «внеполосного» излучения от -30 до -45 дБ при отстройке на 22 кГц и -25 до -60 дБ при отстройке на 12 кГц. Лучший результат обеспечивают «полуокна» Хеннинга [5].

Второй эффект связан с длинной последовательности N_b. Чтобы обеспечить желаемый диапазон высот и полосу анализируемого сигнала можно применять либо длиннопериодические ПСП, у которых $T_S \geq T_a$, либо короткопериодические ПСП, у которых $T_s << T_a$. Расчеты показывают, что длиннопериодические последовательности обеспечивают отношение сигнал/корреляционный шум на уровне 20 дБ. При этом оконная обработка не меняет его величины. Применение короткопериодических последовательностей кардинально меняют ситуацию. Так, например, при $T_a / T_S = 136.5$ отношение сигнал/шум составляет 56дБ, при этом весовая обработка увеличивает это отношение еще на 10дБ.

Вертикальный ионозонд на универсальной платформе USRP

Согласно SDR технологии для реализации функций радиосвязи используются программные модули, выполняемые на аппаратной платформе общего назначения. Вертикальный ионозонд с FMICW сигналом, разработанный нами по SDR технологии, реализован на базе приемопередающей платформы USRP N210, персонального компьютера (ПК) и программного обеспечения GNU Radio. Основу платформы составляют 14 бит АЦП работающий на частоте 100 МГц и 16 бит ЦАП работающий на частоте 400 МГц. Диапазон доступных частот определяется установленной дочерней платой. В нашем случае использовались дочерние платы LFTX и LFRX, на которых реализован только ФНЧ. Перенос сигнала на рабочую частоту и обратно происходит при помощи цифрового преобразователь вверх (DUC) и цифровой преобразователя вниз (DDC). Интерфейс связи с ПК основан на технологии Gigabit Ethernet и позволяет передавать отсчеты комплексной огибающей в 16 битном коде на скорости до 25 MS/s, ограничивая таким образом доступную полосу канала величиной 25 МГц. Синтез и обработка сигнала осуществляется на ПК с применением программного обеспечения (ПО) GNU Radio. Данное ПО позволяет реализовывать алгоритмы обработки сигнала с применением программных модулей написанных на языках программирования высокого уровня таких как C++ и Python. Так же, в состав ионозонда входят усилитель мощности LZY-22+, антенна AH-710 и специально разработанный быстродействующий антенный переключатель.

Формирование FMICW сигнала на универсальной платформе USRP

Для задачи панорамного зондирования парциального канала необходимо сформировать сигнал с линейно изменяющейся частотой (ЛЧМ) в полосе частот B (от f_1 до f_2). В цифровом трансивере USRP рабочая полоса сигнала определяется частотой дискретизации f_S и частотой гетеродина f_{LO}. Синтез и обработка комплексной огибающей происходит на нулевой несущей частоте в диапазоне от $-\frac{f_S}{2}$ до $\frac{f_S}{2}$. В нашем случае при B_S = 25 МГц и f_{LO} = 12.5 МГц можно синтезировать частоты от 0 до 25 МГц, что является достаточным при вертикальном зондировании. В устройстве применяется квадратурный синтез модулирующего FMICW сигнала, который перед излучением в эфир переносится на частоту f_{LO}. В цифровом виде излучаемый сигнал можно представить формулой:

$$u[n] = g[n]\left(\cos\left(2\pi\left(f_{C1}t[n] + \frac{\dot{f}}{2}t^2[n]\right)\right) + j\sin\left(2\pi\left(f_{C1}t[n] + \frac{\dot{f}}{2}t^2[n]\right)\right)\right) \quad (2)$$

где $\dot{f}$ – скорость изменения частоты, $f_{C1} = \frac{B}{2} - \frac{f_S}{2}$ – начальная частота комплексной огибающей, $t[n] = t[0] + \frac{n}{f_s}$, $t[0]$ – начальное время, $g[n]$ – переключающая функция.

Значения функций *sin* и *cos* рассчитываются по методу прямого цифрового синтеза (DDS). [6].

Обычно сеансы зондирования проводятся с некоторым интервалом. Этот процесс определяется расписанием. Для этого нужно задать следующие параметры: начальное время t_{ch}, начальную частоту и конечную частоты f_1 и f_2, и период повторения сеансов T_R. Причем длительность одного сеанса будет равна $T_{dur} = \frac{B}{\dot{f}}$.

Управляющий сигнал для антенного коммутатора имеет форму прямоугольных импульсов, соответствующих переключающей последовательности. Этот сигнал генерируется USRP с помощью цифровых портов ввода-вывода. Генерация зондирующего FMICW сигнала и управляющего сигнала синхронизированы по времени (используется встроенный в USRP модуль GPS). Осциллограммы полученных сигналов показана на рис. 2.

Результаты зондирования ионосферы FMICW сигналом

Для экспериментальной апробации вертикального ионозонда использовался FMICW сигнал со следующими параметрами:

- пиковая мощностью излучения – 12 Вт,
- длительность бита t_b = 200 мкс,
- скорость изменения частоты $\dot{f}$ =50 кГц/с,
- тип сглаживающей функции – Хеннинг.

Для проверки сходимости теоретических и экспериментальных результатов сравнивались результаты имитационного моделирования в программе Mathcad и натурного зондирования. Для имитационного моделирования принималось условие, что задержка принимаемого сигнала изменяется по линейному закону.

Кроме этого в экспериментах были получены ионограммы, полученные с использованием различных переключающих последовательностей.

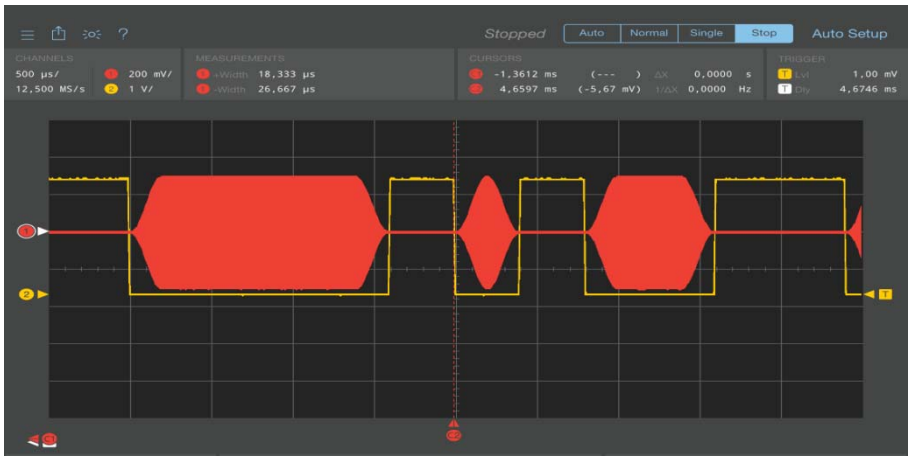


Рис. 2. Осциллограмма FMICW сигнала (1) и управляющего сигнала для антенного коммутатора (2) на выходе USRP

На рисунке 3 показан эффект частых слепых высот для переключающей функции в форме прямоугольных импульсов с 50% коэффициентом заполнения.

На рисунке 4 представлен эффект увеличения корреляционных шумов в зависимости от уровня принимаемого сигнала при использовании длинной последовательности.

На рисунке 5 представлен компромиссный вариант использования короткопериодической М-последовательности, когда расположение слепых зон в рабочем диапазоне выбрано таким образом, что они оказывают минимальное влияние на регистрируемую ионограмму.

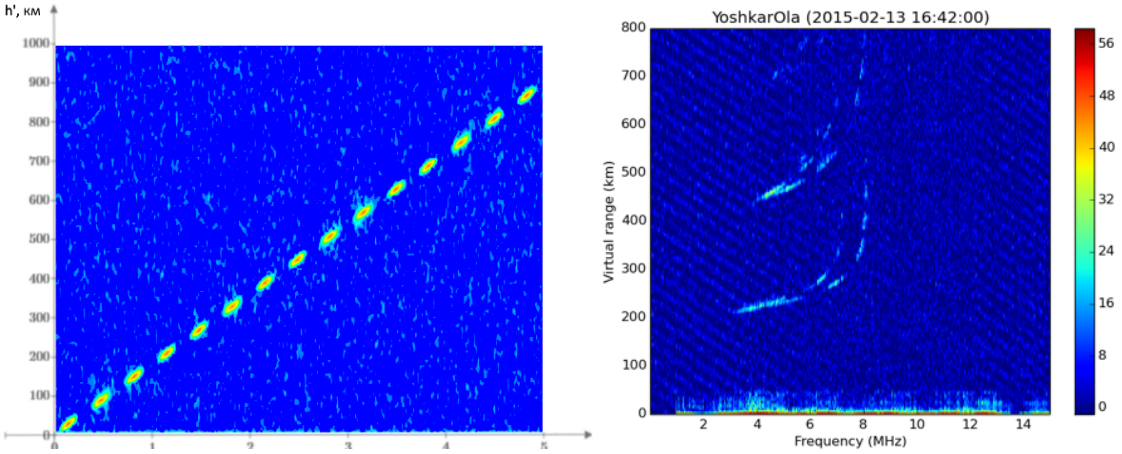


Рис. 3. Ионограммы, полученные с использованием в качестве переключающей функции прямоугольных импульсов с 50% коэффициентом заполнения

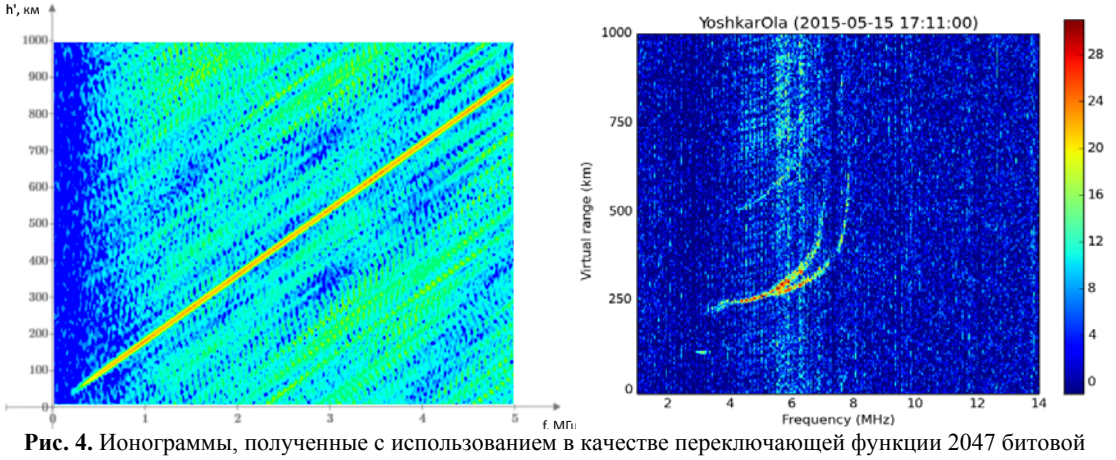


Рис. 4. Ионограммы, полученные с использованием в качестве переключающей функции 2047 битовой М-последовательности

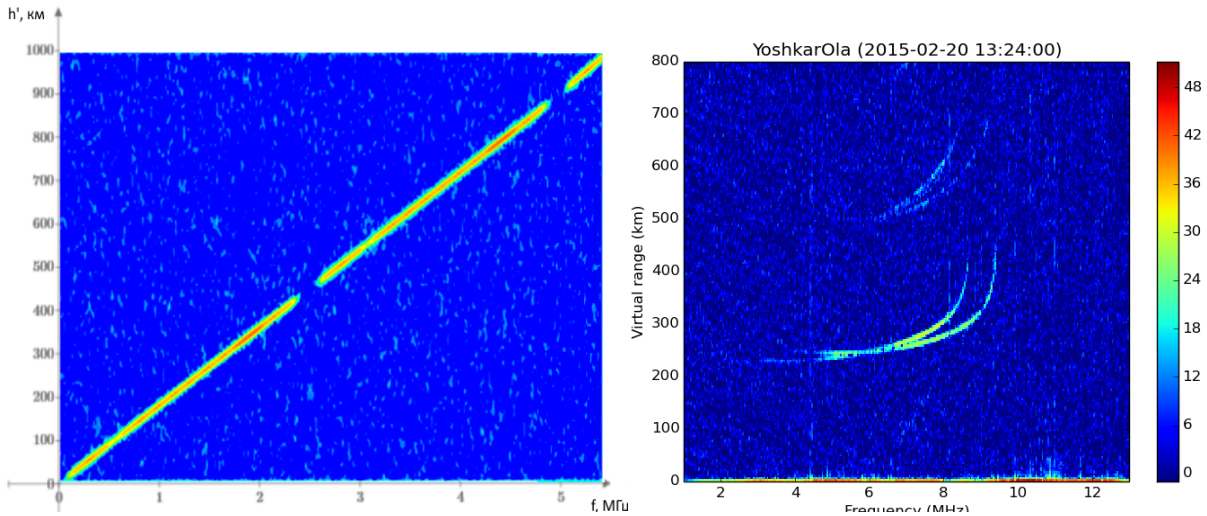


Рис. 5. Ионограммы, полученные с использованием в качестве переключающей функции 15-битовой М-последовательности

Заключение

Решена задача формирования и согласованной обработки FMICW сигнала в рамках создания однопозиционнго вертикального ионозонда. Показано, что переключающие функции на основе псевдослучайных последовательностей с 50% рабочим циклом обеспечивают постоянный уровень сигнала в определенном диапазоне задержек. Выбор типа переключающей функции и её параметров влияет на уровень корреляционных шумов и диапазон однозначности определения высоты отражения (задержки). Определены оптимальные сглаживающие функции и алгоритмы их применения, что позволило существенно снизить внеполосное излучение. В результате проведенного анализа выбрана оптимальная форма сигнала. Создано программное обеспечения для реализации разработанных алгоритмов синтеза и обработки сигналов на универсальной платформе USRP. На основе проведенных экспериментов показана сходимость теоретических и натурных результатов.

Литература

1. *Иванов Д.В*. Методы и программно-аппаратные средства для зондирования ионосферы непрерывными и квазинепрерывными сигналами с применением технологии программно-конфигурируемых радиосистем / Д.В. Иванов, В.А Иванов, Н.В. Рябова и др. // Известия высших учебных заведений. Физика. 2016. Т. 59. № 12-2. С. 21-28.

2. *Иванов В.А*. ЛЧМ-ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях / В.А. Иванов, В.И. Куркин, В.Е. Носов и др. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2003. Т. 46. №11. С. 919-952.

3. *Poole A.*W. On the use of pseudorandom codes for chirp radar // IEEE Trans. Antennas Propag. 1979. Vol. AP-27, No. 4, pp. 480-485.

4. *Salous S.* HF Radio Systems and Techniques, Conference // Weighted Sequences for HF FMCW Sounding. 1997. Vol. 441, pp. 325-329.

5. *Елсуков А.А.* Шумовые характеристики FMICW-сигнала // Труды Поволжского государственного технологического университета. Серия: технологическая. 2016. №4. С. 49-54.

6. *Иванов Д.В., Иванов В.А., Чернов А.А*. Теоретические основы метода прямого цифрового синтеза радиосигналов для цифровых систем связи // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 1 (15). С. 3-34.

ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПОЛИТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

Ерохин Сергей Дмитриевич,
Московский Технический Университет Связи и Информатики,
ректор университета, доцент кафедры Информационной безопасности, к.т.н., доцент, Москва, Россия,
mtuci@mtuci.ru

Ерохина Оксана Валерьевна,
Финансовый Университет при Правительстве РФ,
к.полит.н., доцент, Москва, Россия,
o.v.erokhina@gmail.com

Ванюшина Анна Вячеславовна,
Московский Технический Университет Связи и Информатики,
Старший преподаватель кафедры "Информационная безопасность", Москва, Россия,
vanuanna@rambler.ru

Аннотация

Политическая реальность характеризуется нелинейностью процессов и значительным влиянием не только формальных, но и теневых механизмов взаимодействия субъектов, принимающих решения – политических элит и лидеров. Одним из самых перспективных направлений, которое открывает новые возможности для изучения политических проблем, представляется синтез «традиционной» методологии политического анализа и методов искусственного интеллекта. В работе обосновывается адекватность использования дерева решений для анализа и прогнозирования политических решений на примере кадровой политики властных структур федерального уровня в отношении регионов РФ.

Цель работы – построение методологической модели в виде «дерева решений» и проведение с ее помощью анализа процесса принятия кадровых решений в отношении руководителей субъектов РФ. Хронологические рамки: период 2000-2018 гг. Для достижения поставленной цели необходимо последовательное решение следующих задач: изучение основных моделей рекрутирования региональных элит в рассматриваемый период; выявление ключевых факторов, влияющих на политические позиции глав регионов РФ на основе анализа данных о параметрах эффективности работы региональной исполнительной власти; обобщение данных о кадровых решениях, принятых в 2000-2018 гг. и построение «дерева решений», дающего основания для прогнозирования будущих кадровых решений в соответствии с выбранным алгоритмом.

Особенностью российской действительности является отсутствие формализованной и «прозрачной» стратегии принятия кадровых решений в сфере региональной политики. В этих условиях особенно востребованы новые методы анализа и прогнозирования относительно вероятных отставок и назначений на ключевые посты глав регионов. В ходе построения «дерева решений» проводится обработка значительного массива данных о принятых ранее кадровых решениях, определяются значимые переменные, проводится классификация факторов, оказывающих влияние на принятие решения об отставке/назначении губернатора либо политической поддержке кандидата на выборах главы региона. Сформулировано 20 формальных и неформальных критериев оценки эффективности работы губернаторов, которые формируют 4 логические группы. Предложено использовать указанные критерии в качестве атрибутов для обучения решающего дерева. В связи со значительным объемом данных в работе представлен фрагмент дерева решений, наглядно иллюстрирующий возможность применения алгоритма C4.5 для решения политических задач.

Ключевые слова: *методы машинного обучения, дерево решений, кадровая политика, политические решения.*

Введение

Использование механизмов искусственного интеллекта и, в частности, методов машинного обучения находит широкое применение в различных гуманитарных отраслях. Наиболее активно разрабатывается применение систем искусственного интеллекта в области юриспруденции. Использование методов машинного обучения для решения политических задач пока не получило широкого применения, однако развитие данного направления представляется особенно перспективным. Исследования в данной области позволят решить важные социальные задачи, связанные с повышением эффективности управления власти.

Политические процессы характеризуются нелинейностью, наличием множества факторов и условий, влияющих на конечный результат, а также значительным влиянием неформальных институтов и практик, составляющих важную часть внутриэлитного взаимодействия. Весьма наглядно это проявляется в сфере кадровой политики. Особенностью российской действительности является отсутствие общей, формализованной и «прозрачной» стратегии принятия кадровых решений, что повышает востребованность экспертных оценок и прогнозов относительно вероятных отставок и назначений на ключевые посты. В этих условиях применение методов машинного обучения открывает новые перспективы для анализа принимаемых решений и прогнозирования развития событий. Ключевое преимущество подобных методов состоит в возможности проведения более объективного анализа и прогноза, менее зависимого от текущей политической конъюнктуры.

В основе использования методов машинного обучения для решения политических задач лежит обработка значительного массива данных о принятых ранее политических решениях в соответствии с выбранным алгоритмом. Рассмотрим возможности применения методов машинного обучения для решения политических задач на примере кадровой политики в отношении глав регионов Российской Федерации.

Политические критерии принятия кадровых решений

Анализируя кадровые назначения, важно учитывать основную цель большинства преобразований, проводимых в сфере региональной политики. Эта цель уже почти десятилетие остается неизменной - обеспечение стабильности и управляемости политической ситуации в субъектах федерации. Однако за последние 10 лет четко прослеживается тенденция к обновлению руководящих кадров в регионах. Представители советской партийной и производственной бюрократии, сохранившие значительную часть политического влияния на новых должностях после изменений государственной системы в начале 1990-х гг. и вполне успешно до начала 2000-х гг. проводившие «торг» с федеральными властями по принципу «лояльность в обмен на полномочия», все чаще уходят в прошлое. На их место приходят более молодые руководители, часто имеющие опыт работы в бизнес-структурах, призванные не только решать административные задачи, но и внедрять программы инвестиционной привлекательности территорий и новые инфокоммуникационные технологии.

Можно выделить две основные модели рекрутирования региональной элиты, характерные для периода президентства В.Путина.

В 2000-2010 гг. курс на обновление руководящих кадров предполагал выдвижение кандидатов в губернаторы по принципу горизонтальной ротации, при этом наличие опыта работы в бизнес-структурах рассматривалось федеральной властью как преимущество. Речь идет как о политической поддержке «перспективных управленцев» в ходе избирательных кампаний, так и о выдвижении их на посты глав регионов после отмены прямых выборов (наделение полномочиями в этом случае происходит решением законодательного органа по представлению Президента РФ). В качестве примеров продвижения во власть представителей бизнеса по итогам выборов можно привести победу губернаторов С. Дарькина в Приморском крае (2001 г.), М.Кузнецова в Псковской области (2004 г.), А. Хлопонина в Таймырском АО и лее в Красноярском крае (с 2001 г.), Р. Абрамовича в Чукотском АО (2001 г.), В.Штырова в Якутии (2002 г.) и др. Система «назначений» привела к власти целый ряд представителей федеральных бизнес-структур и связанных с ними групп влияния, в том числе, В.Артякова в Самарской области (от корпорации «Рособоронэкспорт», 2007 г.), А.Хорошавина в Сахалинской области (от НК «Роснефть», 2007 г.), Н.Колесова в Амурской области (от завода «Элекон», 2007 г.) В это же время (2000-2006 гг.) отмечается рост числа представителей «силовых» структур в составе губернаторского корпуса (В.Кулаков в Воронежской области, А.Бердников в Республике Алтай, В.Потапенко в Ненецком АО и др.). Впоследствии этот тренд не получил продолжения, так как при отсутствии значительной положительной динамики в экономике в регионах возрастала политическая конфликтность: «силовики» с трудом находили общий язык с местными элитами (характерный пример – губернаторство бывшего начальника Управления ФСБ В.Кулакова в Воронежской области в 2000-2009 гг.).

Вторая модель, которую можно назвать политико-административной, преобладает, начиная с 2007-2008 г., вне зависимости от способа формирования региональной исполнительной власти (наделение полномочиями по представлению главы государства либо прямые выборы). В рамках этого подхода на посты глав регионов выдвигаются, преимущественно, кандидаты, имеющие опыт работы в региональных и федеральных органах власти. Примеры многочисленны: О.Ковалев в Рязанской области (2008г.), И.Слюняев в Костромской области (2007 г.), В.Наговицын в Бурятии (2007 г.), Р.Хамитов в Башкирии (2010 г.), Р.Минниханов в Татарстане (2010г.), С.Собянин в Москве (2010 г.) и др., а в 2015-2017 гг. все новые главы регионов были выходцами из федеральных и региональных властных институтов либо имели опыт работы в структурах, созданных государственными органами.

Одновременно стоит отметить, что ротация региональных элит проводилась постепенно, приоритетом выступало принятие компромиссных кадровых решений в целях поддержания стабильности. В 2000-2008 гг. федеральные власти стремились, по возможности, сохранять баланс внутриэлитной расстановки сил в субъектах федерации, решения о смене власти принимались с учетом комплекса факторов в каждом отдельном случае при сохранении сложившихся ранее неформальных институтов (практика «торга» с федеральным центром, характерная для руководства национальных республик, и др.). Президентство Д.Медведева (2008-2012 гг.) стало пе-

реходным периодом, который ознаменовался развитием запущенной в 2007 г. системы оценки эффективности работы глав регионов на основе формальных критериев. Их число неоднократно менялось и в последней редакции президентского указа составляет 24 параметра[1]. В дальнейшем в связи с завершением инициированного В. Путиным еще в 2000 г. курса на рецентрализацию власти давление на региональных глав усиливалось, детализация критериев оценки работы глав регионов сопровождалась активизацией «силовых» структур. В рамках электорально востребованной борьбы с коррупцией «силовики» провели несколько показательных «громких» расследований допущенных губернаторами злоупотреблений. Все эти дела завершились судами и жесткими приговорами, предусматривающими лишение свободы (дела главы Тульской области В.Дудки (2013 г.), главы Коми В.Гайзера (2015 г.), главы Сахалинской области А.Хорошавина (2017г.), главы Кировской области Н.Белых (2018г.).

В настоящее время главы регионов занимают подчиненное федеральному центру положение в политической системе и оказывают значительно меньшее, чем ранее, лоббистское влияние на принятие кадровых решений. Критерий лояльности/нелояльности губернаторов по отношению к федеральной власти утратил прежнее значение в связи с доминирующим влиянием центра на все аспекты федеративных отношений; принцип «лояльность в обмен на полномочия» не является системообразующим в процессе взаимодействия федеральных и региональных элит. Главы регионов несут ответственность за ситуацию на подведомственной территории, однако процесс оценки результатов, хотя и определяется упомянутым указом президента,остается «непрозрачным». Резонансные расследования дел о коррупции показывают, что никаких гарантий сохранения своего поста в долгосрочной перспективе не имеет ни один губернатор.

В то же время результативность действующей системы оценки эффективности работы глав регионов сложно оценить объективно. Она не предусматривает ни поощрения глав регионов за высокие показатели, ни санкций со стороны центра за отсутствие достижений, ни публичного оглашения результатов ежегодного сбора данных. Обобщенно формальные критерии, которые принимаются во внимание при анализе качества управления территориями, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Показатели эффективности работы глав регионов РФ		
Экономические	Социальные	Инфраструктурные
•Динамика изменения реальной заработной платы •Отношение доходов населения к потребительской корзине •Доля населения, доходы которых ниже прожиточного минимума •Динамика ВРП •Объем инвестиций (в основной капитал) •Состояние инвестиционного климата в регионе •Объем налоговых доходов •Отношение регионального государственного долга к бюджету субъекта •Доля просроченной задолженности в бюджетных расходах •Отношение количества работников малых и средних предприятий к численности населения региона	•Продолжительность жизни •Доступность жилья •Количество миграционного прироста на 10 000 человек •Коэффициент рождаемости в регионе •Уровень региональной преступности •Доступность и качество услуг ЖКХ •Уровень безработицы •Оценка жителями региона наличия условия для самореализации •Оценка жителями региона удовлетворенности сферами здравоохранения, образования, культуры •Доля региональных жителей, которые столкнулись с коррупцией в своём регионе •Оценка жителями региона эффективности работы органов исполнительной власти субъекта •Независимая оценка качества оказываемых услуг социальными организациями	Плотность дорожной сети

Источник: Указ Президента РФ от 14.11.2017 N 548 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации»

На основе анализа описанной системы ротации региональной элиты целесообразно рассмотреть основные показатели, влияющие на устойчивость политических позиций глав регионов РФ. Их можно классифицировать по степени формализации требований, выделяя нормативно закрепленные показатели и политические факторы, лежащие в плоскости неформальных оценок и учитываемые в экспертных рейтингах, аналитических обзорах и т.д. Наиболее значимые критерии представлены в табл. 2.

[1]Указ Президента РФ от 14.11.2017 N 548 "Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации" // http://www.kremlin.ru/acts/bank/42465 (дата обращения - 30.05.2018).

Таблица 2

Основные факторы, влияющие на устойчивость позиций глав регионов			
Формальные		Неформальные	
• Отношение доходов населения к потребительской корзине • Доля населения, доходы которых ниже прожиточного минимума • Динамика ВРП • Объем инвестиций (в основной капитал) • Состояние инвестиционного климата в регионе • Отношение регионального государственного долга к бюджету субъекта • Доля просроченной задолженности в бюджетных расходах	• Количество миграционного прироста на 10 000 человек • Оценка жителями региона наличия условия для самореализации • Оценка жителями региона удовлетворенности сферами здравоохранения, образования, культуры • Оценка жителями региона эффективности работы органов исполнительной власти субъекта • Независимая оценка качества оказываемых услуг социальными организациями	• Уровень электоральной поддержки кандидата-инкумбента на президентских и губернаторских выборах • Уровень электоральной поддержки «Единой России» на парламентских выборах • Уровень внутриэлитной конфликтности в регионе • Реализация федеральных инициатив	•Наличие/отсутствие неблагоприятных для губернатора чрезвычайных ситуаций •Наличие/отсутствие этнополитической специфики региона • Превышение возраста 65-70 лет • «Ресурсоемкость» региона

Таким образом, представляется, что большая часть показателей эффективности работы региональной исполнительной власти, утвержденных указом главы государства, учитывается при принятии кадровых решений на федеральном уровне. Однако комплексная оценка не ограничивается ими, а строится на основе сочетания формальных и неформальных критериев.

Ключевые формальные показатели, способствующие решению о смене региональной власти: низкие показатели социально-экономического развития, особенно связанные с динамикой ВРП (валовый региональный продукт), состоянием инвестиционного климата и бюджетным планированием; данные мониторингов общественного мнения, отражающие низкий уровень доверия к власти, недостаточную удовлетворенность населения качеством государственных (особенно, социальных) услуг.

Неформальным критерием, наиболее важным при принятии кадровых решений, выступает, в первую очередь, возникновение неблагоприятных для губернатора чрезвычайных ситуаций (от стихийных бедствий до коррупционных скандалов). Также важны электоральные показатели: отставке в сочетании с другими факторами способствуют низкий (по сравнению со среднероссийским) уровень электоральной поддержки «партии власти» (на данном этапе – «Единой России») на парламентских выборах, а кандидата-инкумбента – на президентских и губернаторских. В рамках рассматриваемой темы «партия власти» рассматривается как стратегия или электоральный проект федеральной элиты, создаваемый для участия в выборах. Данное определение было дано в работе Г.Голосова и А.Лихтенштейн [1]. Негативно влияют на губернаторские перспективы высокий уровень внутриэлитной конфликтности; низкая управленческая эффективность в части реализации федеральных инициатив; превышение возраста 65-70 лет.

Особое значение имеет наличие этнополитической специфики региона. В национальных республиках смена власти зачастую сопряжена с нарушением сложившейся при прежнем авторитарном режиме внутриэлитной расстановки сил и ростом угроз дестабилизации, поэтому проходит на основании неформальных согласований в администрации президента. Как правило, договоренности предусматривают благоприятные условия для уходящего главы региона в случае смены власти, такие, как гарантии неприкосновенности для сформированной вокруг него элиты и лояльного бизнеса, предоставление статусной должности в качестве «компенсации» за уход с поста[2]. Характерный пример «компенсации» - делегирование бывшего главы республики представителем региона в Совет Федерации.

Наконец, существенен фактор «ресурсоемкости» региона. За контроль над администрациями регионов, представляющих интерес для крупного бизнеса, может разворачиваться жесткая внутриэлитная борьба, а «депрессивные» территории могут длительное время существовать в «инерционном» режиме.

[2] Предоставление статусной должности в качестве «компенсации» за уход с поста главы региона характерно и для влиятельных глав субъектов, не относящихся к национальным республикам. К подобным случаям относятся делегирование в СФ О.Чиркунова (Пермский край), Е. Строева (Орловская область), Э.Росселя (Свердловская область), В.Кресса (Томская область) и др.

Использование методов машинного обучения для прогнозирования политических кадровых решений

Если рассматривать кадровое решение о смене главы региона как формализованную задачу, решение которой должно быть принято на основе некоторых исходных данных, то ее можно считать стандартной управленческой задачей.

В качестве одного из методов принятия решений для управленческих задач широкое распространение получили деревья решений или решающие деревья (decision tree). Решающие деревья отражают логику принятия решения с помощью ответов на иерархически организованную систему вопросов [2, 3, 4].

Впервые деревья решений были предложены западными учеными Ховлендом и Хантом в конце 50-х годов прошлого века. Затем они нашли широкое применение в статистике, анализе данных, теории игр и методах машинного обучения [5].

Выбор дерева решений как оптимального алгоритма для анализа процесса принятия кадровых решений в сфере региональной политики обусловлен тем, что при его использовании применяются рассуждения, основанные на предыдущем опыте, а объем данных о ранее принятых решениях в рассматриваемой области весьма значителен. Поля данных, используемых для объяснения и предсказания результата, рассматриваются как существенные признаки ситуации, при этом алгоритм не предъявляет высоких требований к точности и полноте используемых данных. На основе выявления взаимосвязей между переменными формируется классифицирующее правило в виде бинарного дерева. Дополнительным преимуществом дерева решений выступает представление данных в виде иерархической структуры, которая показывает многоаспектную картину влияния различных факторов на конечный результат.

Дерево решений представляет собой древовидный граф, который состоит из узлов, соединенных друг с другом ребрами. Деревья решений организованы в виде иерархической структуры, состоящей из узлов принятия решений, ребер и значений целевой функции (листья дерева).

Модель, представленная в виде дерева решений, интуитивно понятна и упрощает понимание решаемой задачи. В настоящее время существует большое количество примеров по использованию деревьев решения для управленческих задач.

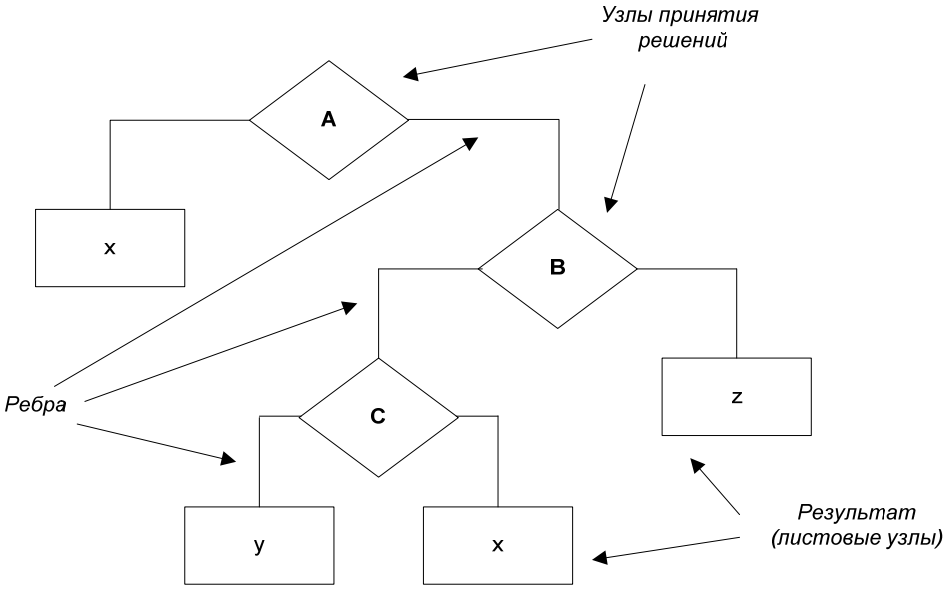


Рис. 1. Простое дерево решений

В качестве перечня критериев, по которым принимается кадровое (фактически управленческое решение) предлагается использовать 20 критериев, приведенных в табл. 2.

Необходимо отметить, что большая часть параметров, указанных в табл. 2 и используемых для принятия решений, может иметь различные дискретные значения. Например, такие показатели, как динамика ВРП (внутренний региональный продукт), отношение доходов населения к потребительской корзине и т.д., имеют конкретные числовые значения. Для упрощения процедуры принятия решения будет считать данные показатели булевыми, а оценочные значения которых выставляют эксперты.

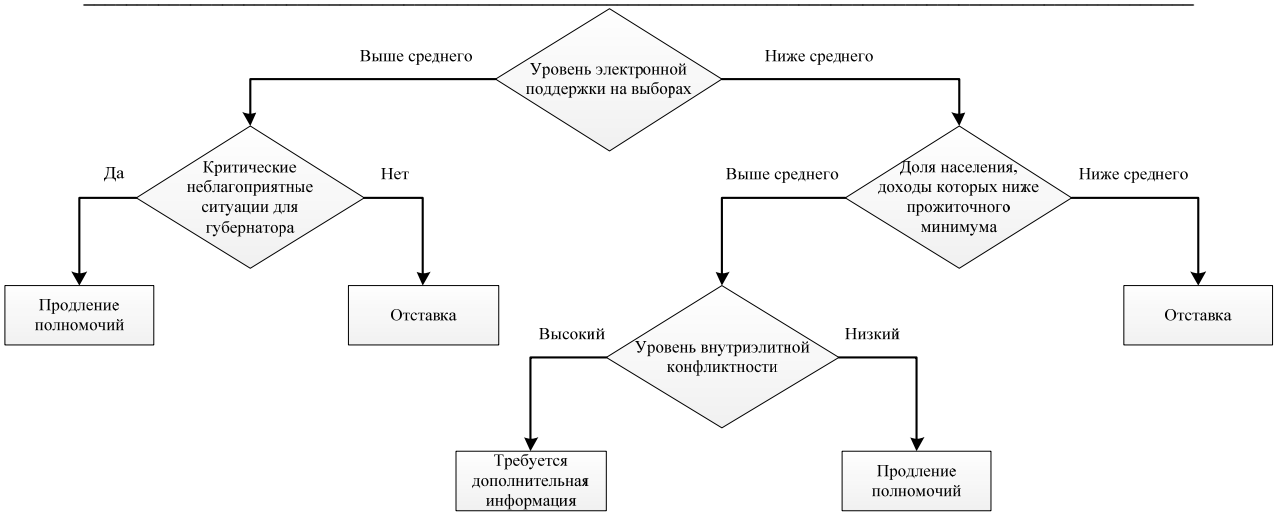


Рис. 2. Фрагмент дерева принятия решений по анализу отставки главы региона

Способов построения дерева решений может быть множество в зависимости от порядка рассмотрения атрибутов. Для обучения деревьев решений необходима исходная выборка данных. С учетом того, что за последние 18 лет была накоплена достаточно большая статистика по принимаемым кадровым решениям, можно использовать эти данные как входные данные для построения модели о вероятности отставки главы региона.

Рассматриваемая задача является классической задаче обучения с учителем, так как на основе априорных данных о предыдущих кадровых решениях делается вывод о возможности смены руководителя региона.

На основе решающих деревьев разработано множество алгоритмов машинного обучения [6, 7, 8]. На сегодняшний день наиболее распространенные из них:

1. CART (Classification and Regression Tree). Алгоритм разработан в 1974-1984 годах четырьмя профессорами статистики - Leo Breiman, Jerry Friedman, Charles Stone и Richard Olshen. Алгоритм CART предназначен для построения бинарного дерева решений, то есть каждый узел может иметь два ребра. На каждом шаге построения дерева решающее правило, формируемое в узле, делит множество исходов на две части.

2. C4.5. Данный алгоритм представляет собой усовершенствованную версию одного из первых алгоритмов обучающих деревьев ID3. В алгоритме C4.5 каждый узел может иметь неограниченное количество веток, то есть алгоритм строит дерево решений с неограниченным количеством ветвей у узла. Данный алгоритм может работать только с дискретным зависимым атрибутом. В настоящее время алгоритм C4.5 широко используется для решения различных задач классификации и регрессии.

3. QUEST (Quick, Unbiased, Efficient Statistical Trees). Данный алгоритм позволяет создавать многомерное ветвление в узлах принятия решений. Несмотря на свои функциональные преимущества (возможность создавать многоступенчатые условия выбора и ветвления в каждом узле), этот алгоритм достаточно сложен в реализации и требует большого объема обучающей выборки.

С учетом характера атрибутов и объема обучающей выборки для решения задачи предлагается использовать алгоритм C4.5

Наличие априорной информации по кадровым отставкам предыдущих периодов позволяет построить оптимальное дерево решений и выбрать атрибуты, которые лучшего всего реализуют целевую функцию.

Для расчета энтропии всех событий необходимо проанализировать кадровые решений об отставках глав регионов за последние 18 лет, учитывая статистические выбросы вроде несчастных случаев или уходов по состоянию здоровья.

«Вес» каждого атрибута (фактические влияние параметра в принимаемом решении) может быть рассчитан по формуле прироста информации (Information Gain, IG) [5, 6, 7]

$$Gain(X, \mathrm{A}) = S_0(X) - S_{\mathrm{A}}(X|A), \quad (1)$$

где S_0 - это энтропия множества атрибутов, которая рассчитывается по формуле

$$S_0(X) = -\sum_{i=1}^{20} p_i \log p_i\,, \quad (2)$$

а $S_{\mathrm{A}}(X|A)$ – условная энтропия, которая рассчитывается по формуле

$$S_A(X|A_i) = \sum \frac{|A_i|}{|A|} S_i. \quad (3)$$

Для проверки анализа возможности использования данного алгоритма была собрана информация по кадровым отставкам с 2001г. по 2018г. руководителей 14 регионов, входящих в Приволжский федеральный округ (ПФО). За это время было принято 64 решения, из которых в 36 случаях полномочия были продлены,

а в 28 случаях принято решение об отставке. Решающее дерево, обученное по данным 40 случайным выборкам из 64, на следующих 24 показало достоверность принятых решений на уровне 85%.

Необходимо отдельно отметить, что достаточно малый объем данных для обучения сети (порядка 300 кадровых решений за все время) не позволяет использовать другие популярные методы машинного обучения, такие как нейронные сети.

Заключение

В работе предложено использовать решающие деревья как один из методов машинного обучения для решения актуальной политической задачи – проведения анализа кадровой политики на примере решений федеральной власти в отношении руководства субъектов РФ. Сформулировано 20 формальных и неформальных критериев оценки эффективности работы губернаторов, которые формируют 4 логические группы. Предложено использовать указанные критерии в качестве атрибутов для обучения решающего дерева. Показано, что для решения данной проблемы целесообразно использовать алгоритм C4.5.

Литература

1. *Голосов Г.В., Лихтенштейн А.В*. «Партии власти» и российский институциональный дизайн: теоретический анализ // Политические исследования. 2002. № 1.

2. *Сирота А.А*. Методы и алгоритмы анализа данных и их моделирование в MATLAB (Учебное пособие). БХВ-Петербург, 2017. 384 с.

3. *Груздев А.В.* Прогнозное моделирование в IBM SPSS Statistics, R и Python. Метод деревьев решений и случайного леса. М.: ДМК Пресс, 2017. 634 с.

4. *Бринк Х., Ричардс Д., Феверолф М*. Машинное обучение. СПб: Питер, 2018. 336 с.

5. *Hunt E., Marin J., Stone P.* Experiments in induction - New York; London: Academic P, 1966. 247 p.

6. *Barros R.C. et al.* Automatic Design of Decision-Tree Induction Algorithms, SpringerBriefs in Computer Science. Springer, 2015.

7. Amazone Machine Learning. URL: https://aws.amazon.com/ru/machine-learning/ (online; accessed: 25.05.2018).

8. Google Machine Learning. URL: https://cloud.google.com/products/machine-learning/ (online; accessed: 25.05.2018).

РАЗРАБОТКА КОДЕРА-ДЕКОДЕРА LDPC КОДА СТАНДАРТА DVB-S2 НА ПЛИС

Зинченко Михаил Юрьевич,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
аспирант кафедры Формирования и обработки радиосигналов, Москва, Россия,
ZinchenkoMY@gmail.com

Левадний Алексей Михайлович,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
магистр кафедры Формирования и обработки радиосигналов, Москва, Россия,
LevadniyAM@gmail.com

Гребенко Юрий Александрович,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
профессор кафедры Формирования и обработки радиосигналов, д.т.н., профессор, Москва, Россия,
GrebenkoYA@mpei.ru

Аннотация

Помехоустойчивое кодирование (FEC) является обязательным этапом обработки информационных данных в современных цифровых каналах связи. Методы кодирования постоянно совершенствуются. На сегодняшний день самым популярными FEC кодами являются низкоплотностные коды (LDPC).

Представлены результаты разработки на ПЛИС кодера и декодера LDPC кодов стандарта DVB-S2. Декодер позволяет производить итеративное «мягкое» декодирование для нескольких степеней кодирования и длин кодовых слов стандарта. Приведены разработанные архитектуры, методы повышения производительности и используемые ресурсы ПЛИС.

Ключевые слова: *помехоустойчивое кодирование, FEC, низкоплотностные коды, кодер, декодер, LDPC, DVB-S2, ПЛИС.*

Применение помехоустойчивого кодирования является одним из способов повышения достоверности передачи данных по каналу связи. За счет добавления избыточности к передаваемым данным, появляется возможность исправить ошибки на приемной стороне и восстановить исходную информацию. В число таких помехоустойчивых кодов входят двоичные низкоплотностные коды, также известные как двоичные коды с малой плотностью проверок на чётность (LDPC, low-density parity-check codes) [1]. Эти коды используются во многих современных стандартах передачи данных: DVB-S2/T2, IEEE 802.11n/ac (Wi-Fi) и др. За основу взята структура LDPC кода стандарта DVB-S2 с большой длиной кодового слова - 64800 бит, то для практического применения и получения высокой производительности кодера-декодера целесообразно применять ПЛИС (программируемую логическую интегральную схему). В рамках данной работы были предложены архитекторы кодера и декодера для реализации в ПЛИС Xilinx Artix-7 xc7a200.

Основные положения

Кодирование информации с помощью LDPC-кодов приводит к существенному повышению помехозащищенности по сравнению с защитой, предлагаемой еще недавно популярными турбо-кодами. Выигрыш в уровне сигнал/шум за счет LDPC-кодирования при одинаковой доле контрольных символов может составлять до 3 дБ для выбранного уровня вероятности ошибок 10^{-6}. Применение этих кодов является также эффективным для противодействия широкополосным импульсным помехам, а также помехам, вызывающим стирание сигнала [2].

Низкоплотностные коды являются линейными блоковыми кодами. Особенностью низкоплотностного кода является малая плотность значимых элементов в матрице – единиц, означающих связь битов кодового слова с соответствующими проверками. Построение эффективной структуры проверочной матрицы низкоплотностного кода является очень трудоемкой задачей, поэтому в данном проекте использовалась структура кода, применяемого в стандарте цифрового спутникового вещания второго поколения DVB-S2. В этом стандарте определена 21 степень кодирования и две длины кодового слова – 16200 и 64800 бит [3]. В приложении к стандарту представлены справочные таблицы, используя которые можно построить порождающие матрицы **G** для каждой степени кодирования **R** и соответствующие им проверочные матрицы **H.** Структуры LDPC-кодов в этом стандарте имеют высокую корректирующую способность, позволяющую при применении методов итеративного декодирования с «мягкими» входными битами практически вплотную приблизиться к пропускной способности канала по Шеннону, а также позволяют осуществлять при декодировании обработку до 360 проверок параллельно.

В работе были выбраны 6 степеней кодирования для последующей реализации. Графики зависимости вероятности битовой ошибки P_b от отношения E_b/N_0 для выбранных LDPC-кодов, представленных в стандарте DVB-S2, показаны на Рис. 1.

Результаты

Первой задачей, решенной в данной работе, является реализованный в базисе ПЛИС алгоритм кодирования. LDPC кодер кодирует систематически информационный блок размером k, $i = (i_0, i_1, \ldots, i_{k-1})$ в кодовое слово размерности n, $c = (i_0, i_1, \ldots, i_{k-1}, p_0, p_1, \ldots, p_{n-k-1})$. Кодирование происходит в соответствии с методом, подробное описание которого представлено в стандарте DVB-S2 [3]. Используемые кодером ресурсы ПЛИС представлены в табл. 2.

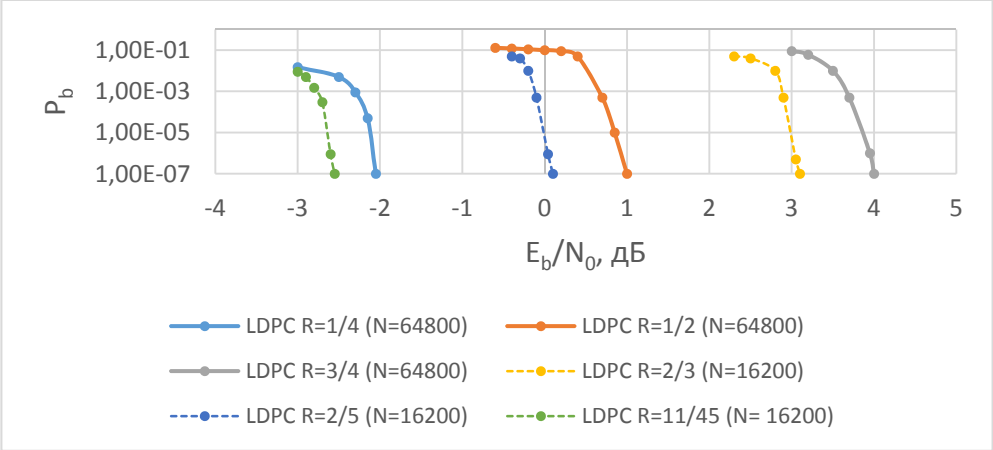


Рис. 1. Характеристики LDPC-кода для различных степеней кодирования и длин кодового слова

Разработка эффективного декодера низкоплотностного кода является сложной задачей, более того в стандарте DVB-S2 нет конкретных указаний по реализации декодера. Параллельная кодовая структура проверочной матрицы хорошо подходит для аппаратной реализации в ПЛИС, но требует специальных подходов к параллельной обработке данных. Было определено, что для сохранения приемлемого времени декодирования в пределах 4 мс достаточно использовать 90 параллельных блоков обработки.

В качестве реализуемого алгоритма был выбран эффективный алгоритм для аппаратной реализации декодера LDPC-кода – модифицированный алгоритм Минимум-Сумм. Особенностями данного алгоритма являются уменьшение количества используемых аппаратных ресурсов за счет замены вычисления функции $log[tanh(x/2)]$ на вычисление суммы минимумов, а также значительное сокращение требований к объему памяти за счет компактного хранения значений проверочных бит и одновременной обработки проверочных и переменных вершин [4]. Реализованная архитектура декодера представлена на рис. 4.

Для повышения чувствительности приемника за счет улучшения качества декодирования низкоплотностного кода был реализован демодулятор, выдающий на выходе «мягкие» значения демодулированных бит кодового слова. В отличие от «жестких» бит, где значение принятого вектора имеют только два значения 0 или 1, реализованный демодулятор выдает вероятности приема 0 или 1. В нем имеется 127 квантовых уровней, где «-63» означает прием «уверенной» единицы, «63» - прием «уверенного» нуля, а «0» означает неопределённость в значении принятого бита.

Каждый блок обработки производит операцию мажоритарного обновления вероятностей, поступающих бит кодового слова. Работа блоков обработки в параллель требует реализации особых механизмов выборки бит кодового слова в соответствии со структурой проверочной матрицы, что также накладывает ограничения на способ хранения вероятностей бит в памяти ПЛИС. Следует отметить, что структура матрицы стандарта DVB-S2 при параллельном декодировании проверочных выражений ведет к возникновению ошибок чтения и записи в память информации битовых вершин. Этот случай возникает, когда битовая вершина входит в две параллельные проверки, тем самым эти проверки становятся взаимосвязаны, и их нельзя обрабатывать параллельно. Данная проблема была решена путем реорганизации проверочной матрицы [5].

В реализованном декодере LDPC-кода используется метод итеративного декодирования на основе принципа мажоритарного многократного обновления значений вероятностей демодулированных бит принятого кодового слова. Биты кодового слова, связанные друг с другом проверочными выражениями, участвуют в проверках, в ходе которых обновляют вероятности друг друга, стремясь получить искомое кодовое слово. То есть правильные биты на основе своих вероятностей пытаются «подтянуть» значения вероятностей битов, принятых с

ошибками, к верным значениям. Процесс итеративного декодирования первых 10 бит кодового слова для случая малого отношения сигнал/шум представлен на рис. 2. Как видно из рисунка, правильные биты (точки зеленого цвета) «усиливают» свое значение после каждой итерации, стремясь к «уверенному» значению по модулю, равному 63.

Биты, содержащие ошибки (точки красного цвета), вначале уменьшают свою вероятность до нуля, а затем меняют знак на правильный и также начинают стремиться к «уверенному» уровню. После завершения третьей итерации на данном участке кодового слова все биты имеют правильные значения. Реализованный декодер может производить от 1 до 50 итераций декодирования, после каждой итерации происходит проверка полученного кодового слова. Если искомое кодовое слово найдено, то декодер завершает декодирование.

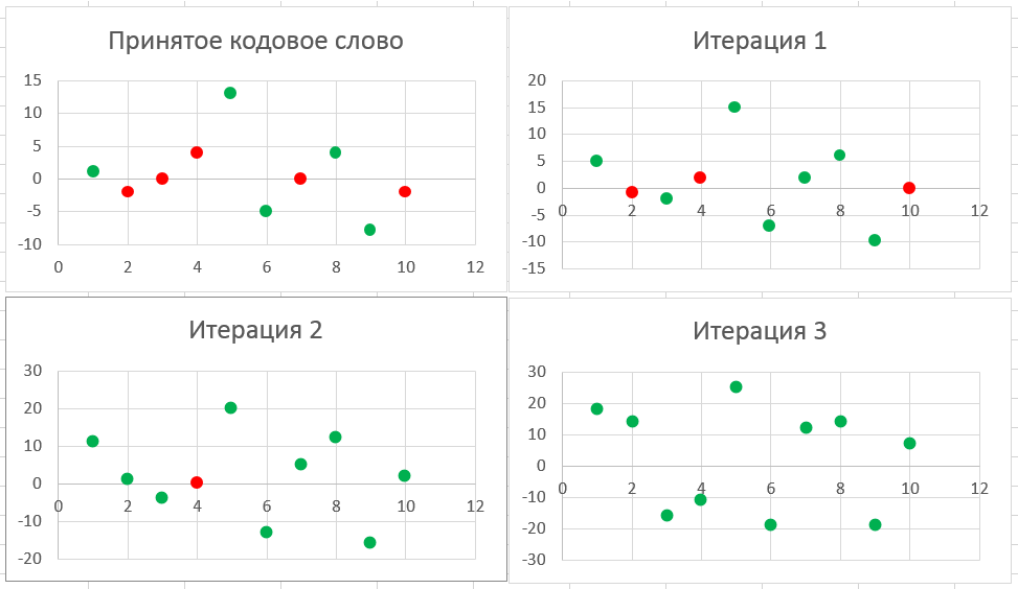


Рис. 2. Итеративное декодирование принятого кодового слова

При использовании «мягких» демодулированных бит появляется возможность использовать «стирания», то есть зануление демодулятором вероятностей для заведомо ошибочных бит. Реализованный FEC-код показывает высокую степень устойчивости к стираниям. Как видно из табл. 1, для длины кодового слова N = 64800 возможно стереть до 37,5% демодулированных бит при сохранении декодируемости блока.

Таблица 1

Степень кодирования,R	Необходимое отношение сигнал/шум на бит (дБ) для сохранения декодируемости кодового слова N = 64800 бит			
	0% стертых бит	12,5 % стертых бит	25 % стертых бит	37,5 % стертых бит
1/4	-2.05 дБ	-2.05 дБ	0 дБ	3 dB
1/2	1.1 дБ	2.1 дБ	5.1 дБ	нет
3/4	4.05 дБ	8 дБ	нет	нет

В декодере также была применена конвейерная схема движения данных (рис. 4). При такой схеме отсутствует необходимость ожидания вывода обработанных данных для загрузки следующего блока, блоки можно вводить друг за другом. Это позволило еще больше сократить время обработки одной итерации и, следовательно, повысить скорость обработки данных декодером.

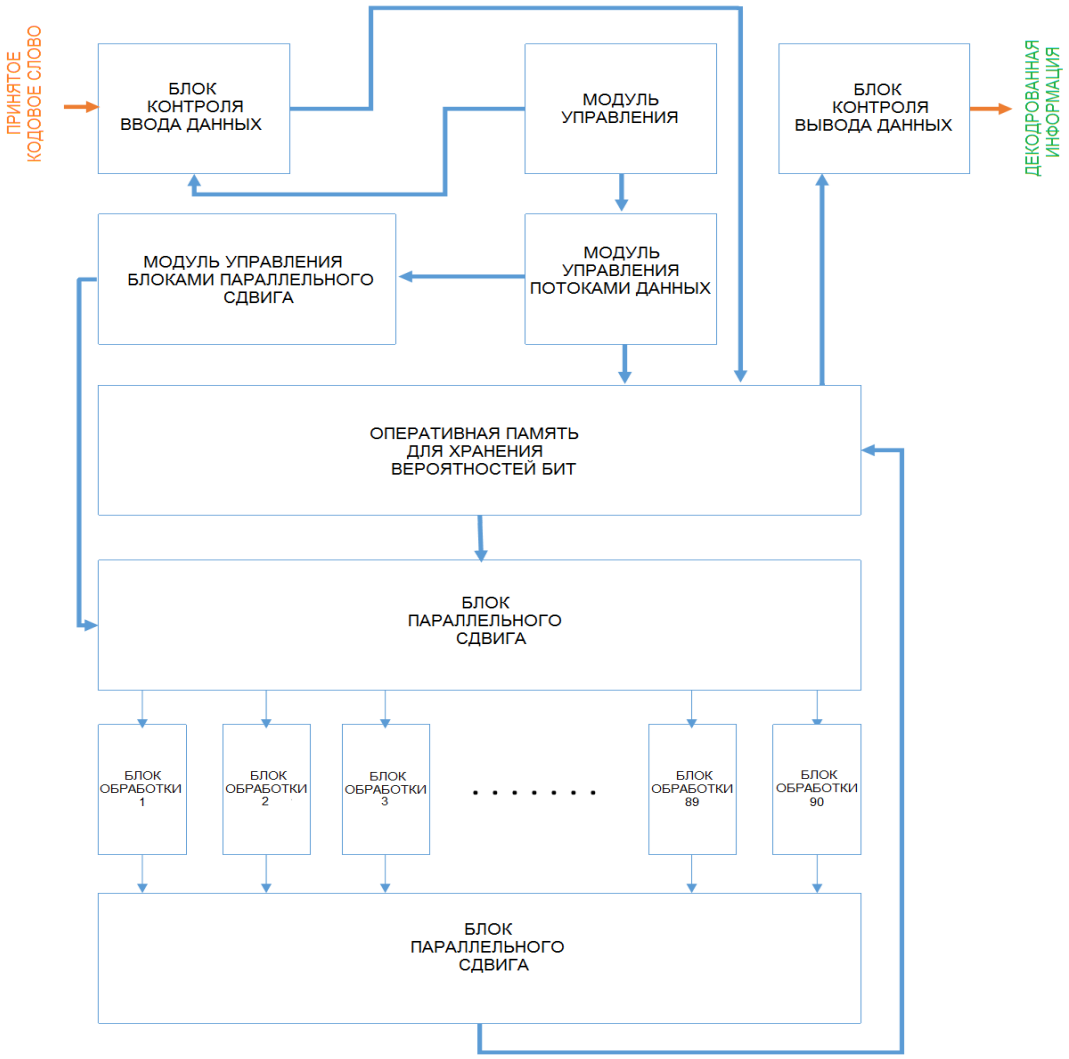


Рис. 3. Структурная схема архитектуры декодера

Представленная архитектура декодера при синтезе в ПЛИС Aritx-7 xc7a200 способна работать на частотах до 230 МГц и занимает при этом 31% логических ячеек. Используемые декодером ресурсы представлены в табл. 2.

Таблица 2

Название ресурса ПЛИС	Кодер	Декодер
Slice LUTs	2,34 %	30,8 %
Slice Registers	0,74 %	19,8 %
Block RAM	1,37 %	44,6 %
DSP	0 %	0 %

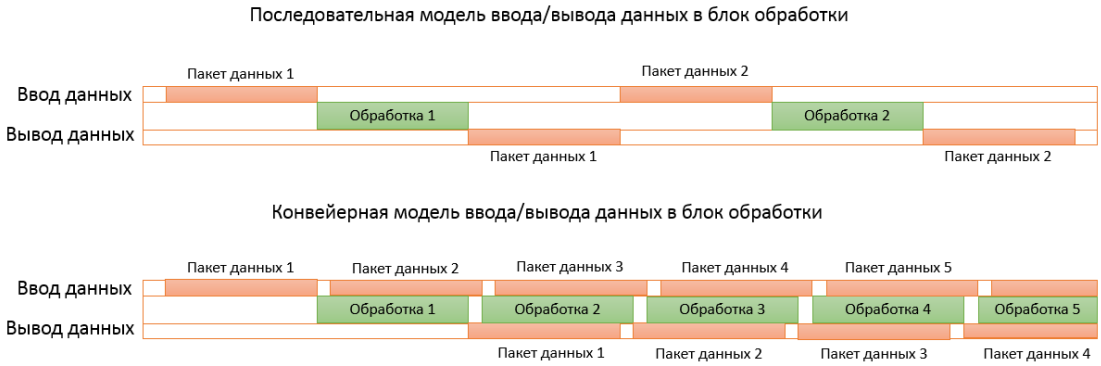


Рис. 4. Конвейерный тип загрузки данных

Полученные производительности декодера при рабочей частоте 110 МГц представлены в табл. 3.

Таблица 3

N	R	Необходимая производительность декодера, Мбит/с	Полученная производительность декодера, Мбит/с	Граничное значение E_b/N_0 (дБ)
16200	11/45	0,94	4,24	-2,45 дБ
16200	2/5	1,54	6,12	0,15 дБ
16200	2/3	2,57	10,84	3,1 дБ
64800	1/4	3,86	4,54	-2,05 дБ
64800	1/2	7,72	10,47	1,1 дБ
64800	3/4	11,58	17,9	4,05 дБ

Выводы

Были разработаны кодер и декодер с шестью степенями кодирования и двумя длинами кодовых слов, которые дают возможность адаптивно подстраивать скорости передачи данных и временные задержки. Архитектура декодера, использующая приемлемое количество ресурсов ПЛИС, позволяет легко производить масштабирование для достижения заданных скоростей передачи данных.

Благодарности

Авторы данного доклада выражают благодарность ООО НТЦ «ЮРИОН» за предоставленную аппаратуру и консультации во время выполнения работы.

Литература

1. *Robert. G. Gallager.* Low-density parity-check codes. Ph.D. dissertation, MIT, Cambridge, MA, 1963.
2. *Варгаузин В.А., Цикин И.А.* Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи: учеб. Пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 352 с.
3. European Telecommunication Standards Institute (ETSI), http://www.dvb.org/documents/white-papers/wp06.DVB-S2.final.pdf.
4. *Zhong H., Xu W., Xie N., and Zhang T.* Area-Efficient Min-Sum Decoder Design for High-Rate QC-LDPC Codes in Magnetic Recording // IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, No. 12, pp. 4117-4122, Dec. 2007.
5. Marchand C., Dore J-B, Conde-Canencia L. and Boutillon E. Conflict Resolution by Matrix Reordering for DVB-T2 LDPC Decoders / 2009 IEEE Global Telecommunications Conference (Honolulu, HI), pp. 1-6, Dec. 2009.

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РЕГИОНАЛЬНЫХ СЕТЕЙ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЯ РФ

Карякин Владимир Леонидович,
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, Россия
vl@karyakin.ru

Аннотация
Предлагается переход от структуры SFN с распределенной модификацией программ федерального мультиплекса, имеющей ряд финансовых и технологических проблем, к структуре сети, позволяющей путем оптимизации ее параметров обеспечить требуемую скорость передачи данных, необходимый запас устойчивости работы, техническую реализуемость при эксплуатации в различных регионах РФ, что исключает технические остановки, технический брак региональных сетей SFN.

Ключевые слова: *региональная сеть SFN, оптимизация, стандарт DVB-T2, региональный центр мультиплексирования, модифицированный федеральный мультиплекс.*

Введение

Сеть цифрового наземного телерадиовещания РФ в стандарте DVB-T2 предназначена для охвата населения цифровым вещанием в соответствии с федеральной целевой программой [1]. При этом обязательные общедоступные ТВ-программы, входящие в состав первого мультиплекса, в каждом из регионов подлежат модификации [2] в соответствии с требованиями вещательных организаций.

Различные технические решения реализации одночастотных сетей рассмотрены в работе [3], однако все эти решения не предполагают параметрической оптимизации одночастотных сетей SFN (Single Frequency Network) и предназначены для их работы в различных регионах с едиными параметрами, устанавливаемыми в федеральном центре формирования мультиплекса (ФЦФМ).

В частности, в 75 регионах РФ рекомендована [4] доставка региональных программ на спутник из РЦФМ и формирование регионального мультиплекса непосредственно в пунктах вещания.

1. Проблемы организации вещания в стандарте DVB-T2

В этом варианте (рис.1) на радиотелевизионных передающих станциях (РТПС) осуществляется прием двух цифровых потоков: федерального мультиплекса для данной вещательной зоны и регионального транспортного потока. С помощью сплайсера производятся рекламные вставки в программы федерального мультиплекса. В реплейсере часть цифровых программ федерального мультиплекса заменяется на региональные программы из регионального потока, после чего происходит излучение регионального мультиплекса в эфир.

На рисунке 1 введены следующие обозначения: ФЦФМ – федеральный центр формирования мультиплекса; РЦФМ – региональный центр формирования мультиплекса; ФАСК – федеральный аппаратно-студийный комплекс; РАСК – региональный аппаратно-студийный комплекс; ПЗССС – периферийная земная станция спутниковой связи; ПдУ DVB-S2 – передающее устройство стандарта DVB-S2; ПдУ DVB-T2 – передающее устройство стандарта DVB-T2; ПрУ – приемное устройство стандарта DVB-T2.

Очевидный недостаток данного варианта – необходимость дооснащения всех радиопередающих станций 75 регионов РФ дополнительным оборудованием в составе спутникового приемника, сплайсера и реплейсера.

Помимо финансовых и технологических проблем, связанных с обеспечением синхронной работы передатчиков [5], данная структура, представленная на рис.1, не позволяет устанавливать требуемые режимы одновременно для всех передатчиках в области вещания. Следовательно, не позволяет выбирать оптимальные параметры в каждом из регионов, что приводит к проблемам обеспечения необходимых запасов устойчивости работы сетей SFN, оцениваемых коэффициентом битовых ошибок BER (Bit Error Rate) и, в результате, может приводить к нарушению нормальной работы сетей SFN (техническим остановкам, техническому браку) и недоиспользованию возможностей сетей SFN по скорости передачи информации.

Проблемы применения технологии распределенной модификации программ (рис. 1) в РФ связаны также со значительными затратами на приобретение зарубежного оборудования, разработанного французской компанией Enensys Technologies. Сложность импортозамещения обусловлена необходимостью обеспечения патентной чистоты разработок отечественных предприятий, поскольку компания Enensys Technologies владеет российским патентом [7] на технологию распределенной модификации и устройство замещения программ.

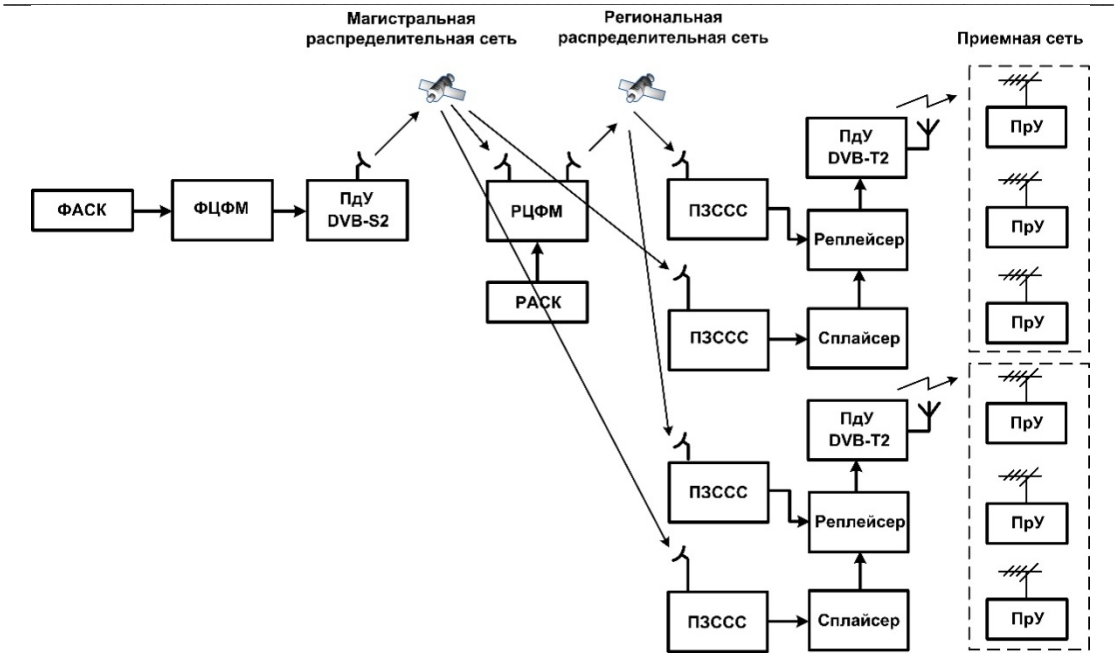


Рис. 1. Формирование региональных мультиплексов непосредственно на передающих станциях

Цель статьи – рассмотрение преимуществ перехода от структуры SFN с распределенной модификацией программ федерального мультиплекса, имеющей ряд финансовых и технологических проблем, к структуре сети, позволяющей путем оптимизации ее параметров обеспечить требуемую скорость передачи данных, необходимый запас устойчивости работы, техническую реализуемость при эксплуатации в различных регионах РФ, что исключает технические остановки, технический брак региональных сетей SFN.

Достижение цели возможно путем *многокритериальной структурно-параметрической оптимизации* региональной сети SFN.

Структурная оптимизация региональной сети SFN [6], выполненная на этапе подачи заявки на патент, содержит три критерия:

а) Установка требуемых режимов одновременно для всех передатчиков в зоне вещания из регионального центра мультиплексирования;

б) Формирование двух потоков федерального и регионального с полной идентичностью параметров путем замены параметров федерального потока на региональные в процессе вещания;

г) Наличие обратного канала в области вещания и контроль коэффициентов битовых ошибок одновременно в каждой зоне вещания, скорости передачи данных с помощью индикаторной панели многоканального приемника

Параметрическая оптимизация региональной сети SFN [6] содержит два критерия:

а) Требуемый запас устойчивости сети SFN по логарифмическому коэффициенту битовых ошибок;

б) Номинальная или максимальная скорость передачи данных.

Параметрическая оптимизация выполняется экспериментально на этапе развертывания сети SFN, а также при осуществлении мониторинга качества работы в процессе эксплуатации,

Важными технологическими требованиями к структуре региональной сети SFN при ее внедрении является обеспечение патентной чистоты [6], технической реализуемости при эксплуатации в различных регионах РФ, отличающихся по виду и интенсивности воздействия помех, а также по климатическими и географическими условиями вещания на территории РФ.

2. Параметрическая оптимизация региональных сетей цифрового телерадиовещания РФ

Оценку качества работы сети SFN и управление режимами работы ведут одновременно в зонах вещания каждого передатчика. Оптимальный выбор параметров передатчиков сети SFN зависит от условий вещания и требований к качеству вещания, оцениваемого с помощью коэффициента BER. Следует учитывать, что при большом количестве варьируемых параметров необходимо найти такое их сочетание, которое обеспечит требование к качеству при определенных внешних условиях вещания.

В качестве варьируемых параметров [5] могут быть: вид модуляции (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying, 16 QAM – Quadrature Amplitude Modulation, 64QAM, 256QAM), номер шаблона несущих частот PP1-PP8 (Pilot Pattern), скорость кодирования, размерности обратного быстрого преобразования Фурье IFFT – Inverse Fast

Fourier Transform (1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k), относительная длительность защитных интервалов (1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128, 1/4), спектр (7,77 МГц или 7,61 МГц), поворот сигнального созвездия (29° для QPSK, 16,8° – для 16-QAM, 8,6° для 64-QAM и arctg(1/16) для 256-QAM), опционные режимы MISO (Multiple Input Single Output) и PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), значение метки времени.

Отличия параметров регионального потока T2-MI от параметров федерального потока T2-MI связаны с разными условиями вещания по территориальному расположению передатчиков, по виду и интенсивности воздействия помех, а также с различными климатическими и географическими условиями вещания на территории РФ [5].

На рисунках 2 и 3 изображена структура устройства, реализующего настройку региональной сетей SFN вещания для заданных условий работы. На рис.4 представлена индикаторная панель измерительного приемника, который входит в эту структуру.

2.1. Область вещания региональной SFN

Вначале введем определения области и зоны вещания региональной одночастотной сети SFN.

Область вещания – территория, на которой расположены передатчики региональной одночастотной сети SFN;

Зона вещания – территория, на которой вещает передатчик, расположенный в области вещания;

На рисунке 2, иллюстрирующем данные определения, введены следующие обозначения и сокращения: ***1*** – спутниковый приемник стандарта DVB-S2 (DVB Satellite); ***2*** – передатчик стандарта DVB-T2 региональной одночастотной сети; ***3*** – волоконно-оптические линии связи (ЛС); ***4*** – оптический мультиплексор (ОМ); ***5*** – малая передающая спутниковая станция VSAT (Very Small Aperture Terminal); ***6*** – спутниковый ретранслятор (СР); *7* – спутниковая приемо-передающая станция стандарта DVB-S2 (ППС).

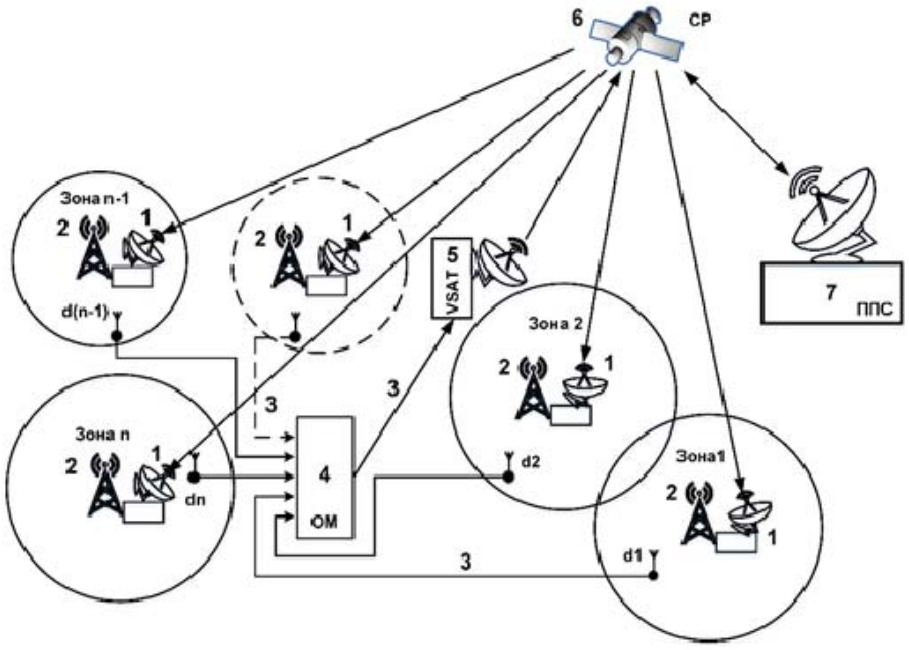


Рис. 2. Область вещания региональной SFN

Область вещания региональной одночастотной сети (рис. 2) содержит ***n*** зон вещания, в каждой из которых расположен передатчик ***2*** стандарта DVB-T2, ретранслирующий информацию в зоне вещания от спутникового приемника ***1*** стандарта DVB-S2, принимающего модифицированный федеральный поток через спутниковый ретранслятор ***6*** от приемо-передающей станции *7* регионального Центра мультиплексирования.

В зонах вещания передатчиков ***2*** одночастотной сети SFN дополнительно размещено **n** датчиков коэффициента битовых ошибок BER, соединенных с помощью волоконно-оптических линий связи ***3*** с оптическим мультиплексором ***4***, выход которого соединен с малой передающей спутниковой станцией VSAT ***5***, осуществляющей связь с земной приемо-передающей станцией *7* регионального центра мультиплексирования по обратному каналу через спутниковый ретранслятор ***6.***

2.2. Региональный центр мультиплексирования

Структура регионального центра мультиплексирования представлена на рис. 3. Здесь введены следующие обозначения и сокращения: ***8*** – федеральный поток T2-MI (ФП); ***9*** – блок коррекции параметров федерального

потока T2-MI (БК); ***10*** – сплайсер (СП); ***11*** – региональная реклама (РР); ***12*** – реплейсер (РЕП); ***13*** – контент региональных вещателей (РК); ***14*** – мультиплексор (МП); ***15*** – формирователь регионального потока T2-MI (ФРП); ***16*** – блок выбора параметров модифицированного федерального потока (БВ); ***17*** – пульт управления (ПУ); ***18*** – оптический демультиплексор (ОДМ); ***19*** – многоканальный приемник (МПР); ***20*** – модулятор передатчика стандарта DVB-T2 (М); ***21*** – измеритель скорости передачи данных (ИСП); ***22*** – региональный поток T2-MI (РП); ***23*** – модифицированный федеральный поток T2-MI (МФП).

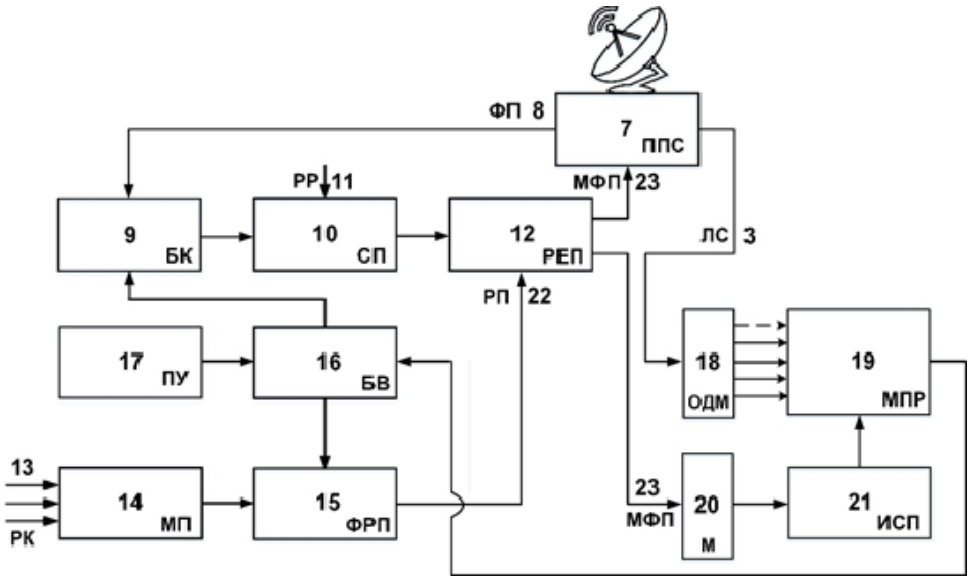


Рис. 3. Региональный центр мультиплексирования

Информация о коэффициентах битовых ошибок в области вещания поступает с выхода приемо-передающей станции **7** регионального Центра мультиплексирования через оптический демультиплексор на многоканальный приемник ***19***, имеющий в своем составе индикаторную панель ***24*** (рис. 4).

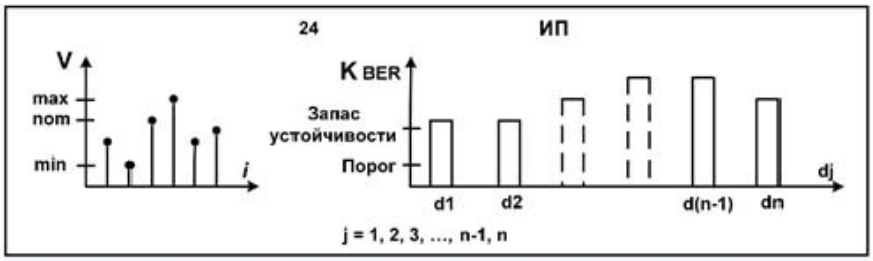


Рис. 4. Индикаторная панель

Здесь введены следующие обозначения и сокращения: ***24*** – индикаторная панель (ИП); ***V*** – скорость передачи данных; ***min, max, nom*** – минимальное, максимальное, номинальное (заданное) значение скорости передачи данных; ***i*** – текущее значение числа итераций; ***dj*** – номер датчиков битовых ошибок, где ***j = 1, 2, 3, …, n-1, n; BER (Bit Error Rate)*** – коэффициент битовых ошибок, измеренный до декодера БЧХ (Боуза – Чоудхури – Хоквингема); $K_{BER} = lg\ (1/BER) = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$ **…**– логарифмический коэффициент битовых ошибок.

На индикаторной панели ***24*** многоканального приемника ***19*** имеются также шаблоны по запасу устойчивости и порогу сети цифрового телерадиовещания, номинальной и максимальной скорости передачи данных, упрощающие настройку сети SFN.

Цифровая обработка федерального потока, поступающего с выхода приемо-передающей станции *7*, осуществляется в региональном центре мультиплексирования (рис.3). Следует отметить, что под цифровой обработкой федерального потока понимается замена его параметров на региональные параметры, вставка рекламы, замещение части федеральных программ первого мультиплекса региональными в процессе вещания.

На первом этапе формируются два потока федеральный и региональный с полной идентичностью параметров путем замены параметров федерального потока на региональные в блоке коррекции ***9***. Вставка региональной рекламы ***11*** в федеральный поток осуществляется в сплайсере ***10***. Замещение части федеральных программ первого мультиплекса региональными происходит в реплейсере ***12***, на первый вход которого поступает федеральный поток, а на второй – региональный ***22***, формируемый из контента региональных вещателей ***13***.

В результате, на выходе сплайсера формируется модифицированный федеральный поток ***23*** с региональными параметрами, поступающий на приемо-передающую станцию ***7*** регионального Центра мультиплексирования. Одновременно модифицированный федеральный поток ***23*** поступает на модулятор передатчика ***20***, к выходу которого подключен измеритель скорости передачи данных ***21***. Результат измерений выводится на индикаторную панель ***24*** многоканального приемника ***19.***

На втором этапе осуществляют оптимизацию параметров модифицированного федерального потока ***23*** по критерию обеспечения требуемого запаса устойчивости сети SFN по коэффициенту битовых ошибок и номинальной или максимальной скорости передачи данных. Оценка коэффициентов битовых ошибок одновременно в каждой зоне вещания, скорости передачи данных осуществляется с помощью индикаторной панели ***24*** многоканального приемника ***19***.

Управление параметрами регионального потока в формирователе ***15*** осуществляют одновременно с коррекцией параметров федерального потока в блоке ***9*** с помощью пульта управления ***17*** и блока выбора ***16*** для обеспечения полной идентичности параметров этих потоков.

Заключение

1. Единые параметры, устанавливаемые в ФЦФМ, приводят к необходимости решения задач [5], связанных с различными условиями вещания по территориальному расположению передатчиков, по виду и интенсивности воздействия помех, а также по климатическим и географическим условиями вещания на территории РФ

2. Отсутствие возможности выбирать оптимальные параметры сетей SFN стандарта DVB-T2, реализуемых в настоящее время по технологии распределенной модификации [4] в каждом из 75 регионов РФ, ведет к проблеме обеспечения необходимых запасов устойчивости работы сетей, оцениваемых коэффициентом битовых ошибок BER. Это влечет за собой нарушение нормальной работы сетей и недоиспользование возможностей сетей по скорости передачи информации.

3. Проблемы применения технологии распределенной модификации программ [4] помимо технических причин связаны со значительными затратами на приобретение зарубежного оборудования, разработанного французской компанией Enensys Technologies. Сложность импортозамещения обусловлена необходимостью обеспечения патентной чистоты разработок отечественных предприятий, поскольку компания Enensys Technologies владеет российским патентом [7] на технологию распределенной модификации и устройство замещения программ.

4. Авторы патента [6] предлагают обсудить возможность перехода от структуры SFN с распределенной модификацией программ федерального мультиплекса, имеющей ряд финансовых и технологических проблем, к структуре сети, позволяющей путем параметрической оптимизации исключить технические остановки, технический брак региональных сетей SFN при эксплуатации в различных регионах РФ.

Литература

1. Федеральная целевая программа «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009-2018 годы» в ред. Постановления Правительства РФ № 911 от 28.08.2015 г.

2. Указ президента Российской Федерации «Об общероссийских обязательных общедоступных телеканалах и радиоканалах» от 30 сентября 2012 г. № 1335.

3. *Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А*. Проблемы организации вещания в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента, Инфокоммуникационные технологии, Поволжский ГУТИ, №1, 2016. С. 70-76.

4. Системный проект «Системы вещания телеканалов первого мультиплекса наземной сети эфирного цифрового телевизионного вещания на основе технологии региональной модификации». М.: ФГУП НИИР, 2014.

5. *Карякин В.Л.* Технология эксплуатации систем и сетей цифрового телевидения стандарта DVB-T2: монография, 2-е изд., переработанное и дополненное. М: СОЛОН-ПРЕСС, 2017. 384 с.

6. *Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А*. Региональная сеть цифрового ТВ вещания стандарта DVB-T2. Патентообладатели: Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А. Патент RU № 2649415. Заявл. 10.04.2017, опубл. 3.04.2018, бюл. №10.

7. *Лэрмит Р., Денье Э., Шовьер Б*. Способ вещания DVB-T2 со вставкой регионального контента и устройство, используемое в этом способе. Заявитель «Энэнси Текноложи» (FR), патент RU 2 564 537; заявл. 20.007. 2011. Опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28.

ИМПУЛЬСНЫЕ ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ В БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ

Качармина Елена Геннадиевна,
МГТУ им Н.Э. Баумана,
аспирант кафедры «Автономные информационные и управляющие системы», Москва, Россия,
kacharmina.elena@gmail.com

Тимофеев Александр Анатольевич,
МГТУ им Н.Э. Баумана,
к.т.н., Москва, Россия,
timofeyevaa@mail.ru

Чудников Валерий Владимирович,
МГТУ им Н.Э. Баумана,
аспирант кафедры «Автономные информационные и управляющие системы», Москва, Россия,
chudnikov@bmstu.ru

Шахтарин Борис Ильич,
МГТУ им. Н.Э. Баумана,
д.т.н., профессор кафедры «Автономные информационные и управляющие системы», Москва, Россия,
shakhtarin@mail.ru

Аннотация

Проведен обзор существующих схем построения импульсных частотно-фазовых детекторов (ИЧФД) синтезаторов частот (СЧ), получены их дискриминационные характеристики (ДХ) и рассмотрены недостатки. Предложены усовершенствованные алгоритмы и структуры ИЧФД для реализации быстродействующих СЧ. Для изучения особенностей функционирования ИЧФД, построения эпюр входных и выходных сигналов, исследования статических ДХ разработана имитационная модель (виртуальный стенд) в среде моделирования Matlab Simulink, которая формирует необходимые входные сигналы и производит оценку среднего значения выходных сигналов, оценку частот и фазового рассогласования, а также решает задачу визуализации.

Ключевые слова: *синтезатор частот, импульсный частотно-фазовый детектор, дискриминационная характеристика, системы синхронизации, дискриминатор, косвенный синтез.*

Несмотря на обилие проведенных в течение последних десятилетий исследований в области систем синхронизации и формирования сигналов, разработчикам приходится возвращаться к вопросам совершенствования различных узлов СЧ. Данная проблема остается актуальной в связи с динамичным развитием систем связи, навигации, радиолокации и повсеместным использованием их в различных отраслях человеческой деятельности [1-3]. Развертывание сетей пятого поколения, внедрение радиосистем помощи водителю, построение локальных навигационных систем и т.п. выдвигают повышенные требования к качеству работы применяемых синтезаторов частот.

Одним из критериев достижения заявленных требований является увеличение быстродействия систем импульсной фазовой автоподстройки (ИФАП). Это может быть реализовано за счет улучшения характеристик ИЧФД посредством использования релейных участков в фазовой и частотной ДХ, а также введения дополнительных сигналов индикации режима работы ИЧФД.

Импульсный детектор (дискриминатор) предназначен для измерения разности частот $\Delta\omega$ и/или фаз $\Delta\varphi$ сигналов опорного генератора $Ref(t)$ и сигнала с делителя $Div(t)$, поступающих на вход детектора, и формирования на основе измеренных величин сигналов управления зарядовой накачкой, которая, в свою очередь, преобразует их в сигнал управления частотой управляемого генератора. Комбинированные ИЧФД, выполненные на простых логических элементах, получили широкое распространение благодаря относительной простоте и способности работать как в частотном, так и в фазовом режиме, обеспечивая перестройку кольца ИФАП в широких пределах без ложных захватов.

Рассмотрим традиционную схему ИЧФД с тремя состояниями. На входы детектора поступают сигналы $Ref(t)$ и $Div(t)$, выходные сигналы управления зарядовой накачкой – *Up* и *Dn*. Логика работы подобного ИЧФД проиллюстрирована с помощью графа состояний (рис. 1).

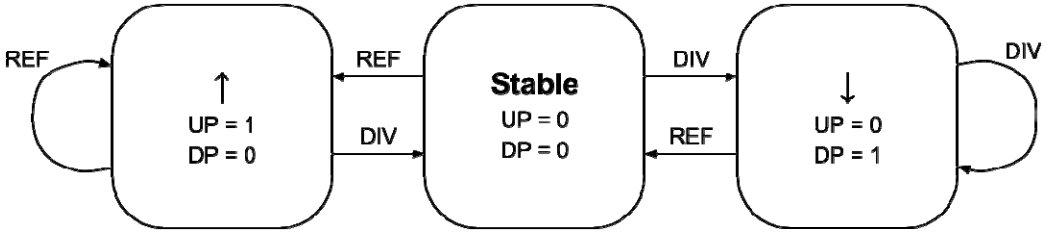


Рис. 1. Граф переходов ИЧФД с 3-мя состояниями

Для нулевого частотного рассогласования найдем статическую фазовую ДХ (СФДХ) ИЧФД. Постоянная составляющая выходного сигнала $Up(t)$ будет меняться от 0 до 1 в зависимости от временного (фазового) запаздывания импульсной последовательности $Div(t)$ относительно $Ref(t)$ и ее можно записать в виде

$$Up(t)=\sum_{n=0}^{\infty}\left(1\left(t-T_0\left(1+int\left(\tau_n/T_0\right)\right)+\tau_n-t_n\right)-1\left(t-T_n-t_n\right)\right),$$

где T_0 – период импульсной последовательности $Ref(t)$, с; T_n – интервал между n-м и $(n+1)$-м импульсами сигнала $Div(t)$, с; t_n – момент прихода n-го импульса сигнала $Div(t)$, с; τ_n – интервал между передними фронтами n-го импульса сигнала $Div(t)$ и предшествующего ему импульса сигнала $Ref(t)$, с.

Учитывая равенство интервалов между импульсами сигнала $Div(t)$ и $Ref(t)(T_n=T_0)$ и периодичность выходного сигнала $Up(t)$, можем записать

$$Up(t)=\frac{\tau_{pe}}{T_0}+\frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin\left(k\pi\tau_{pe}/T_0\right)cos\left(k\omega_{REF}t\right)}{k}\right),$$

где τ_{pe} – время рассогласования сигналов $Ref(t)$ и $Div(t)$, с.

Таким образом, сигнал на выходе *Up* ИЧФД с тремя состояниями представляет собой периодическую последовательность импульсов, ширина которых пропорциональна фазовому запаздыванию сигнала $Div(t)$ относительно сигнала $Ref(t)$. Для выделения информационного параметра сигнала *Up(t)* необходимо ослабить гармоники при помощи ФНЧ с частотой среза $\omega_0<\omega_{REF}$.

При условии фильтрации паразитных гармоник импульсных сигналов дискриминатора, его объединенная СФДХ (рис. 2) будет симметрична относительно нулевого фазового рассогласования и линейна в пределах $[-2\pi;2\pi]$, что очень удобно для использования в составе ИФАП.

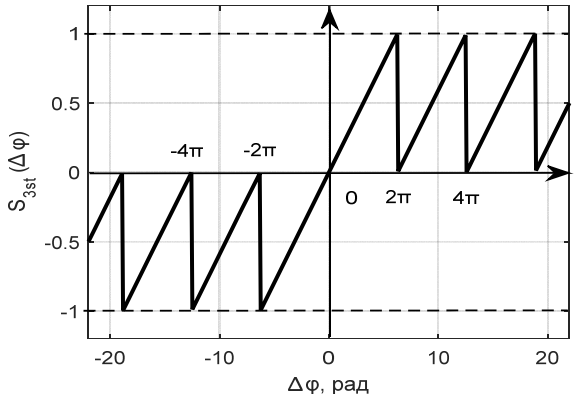


Рис. 2. Дискриминационная характеристика ИЧФД с 3-мя состояниями

В случае, если частотное рассогласование сигналов $Ref(t)$ и $Div(t)$ не равно нулю ($\Delta\omega \neq 0$), на соответствующем выходе *Up* или *Dn* будут наблюдаться серии импульсов. Серии будут тем чаще и тем длиннее, чем выше частотное рассогласование

$\Delta\omega = \omega_{REF} - \omega_{DIV}$.

В работах [4, 5] приведена зависимость, которая легко получается из логики работы ИЧФД в частотном режиме

$$S_{UP}(n) = 1 - \frac{1}{2n},$$

где $n = \omega_{REF} / \omega_{DIV}$ – отношение частот.

Таким образом, статическая частотная ДХ (СЧДХ) выраженная через ω_{REF} и ω_{DIV} для всей области возможных значений аргументов будет равна

$$S_{3st}(\omega_{REF}, \omega_{DIV}) = \begin{cases} 1 - \dfrac{\omega_{DIV}}{2\omega_{REF}}, & \text{для } \omega_{REF} > \omega_{DIV} \\ \dfrac{\omega_{REF}}{2\omega_{DIV}} - 1, & \text{для } \omega_{REF} < \omega_{DIV} \end{cases} \quad (1)$$

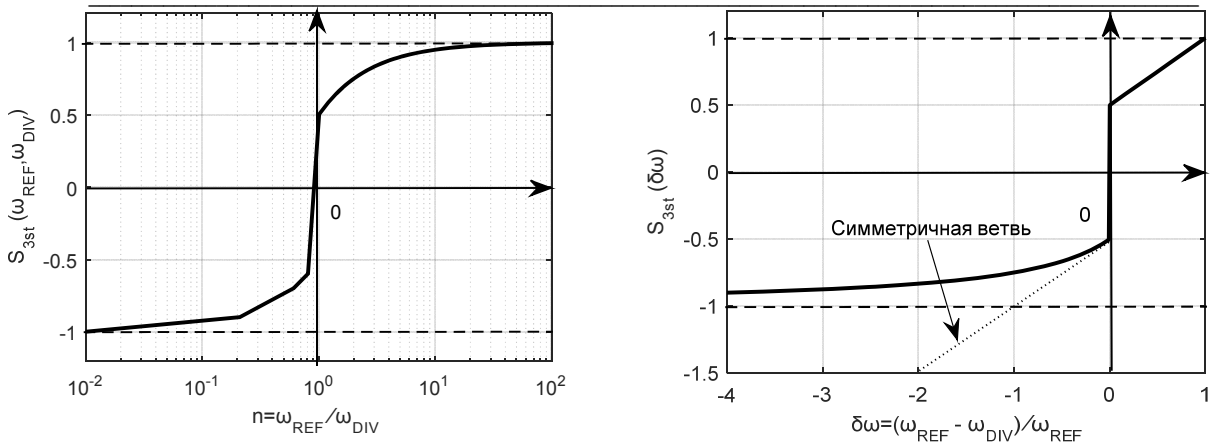
Выразим зависимость (1) через частотное рассогласование $\Delta\omega$

$$S_{3st}(\Delta\omega) = \begin{cases} \dfrac{1}{2}\left(1 + \dfrac{\Delta\omega}{\omega_{REF}}\right), & для\ \Delta\omega > 0 \\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\omega_{REF}}{\omega_{REF} - \Delta\omega} - 2\right), & для\ \Delta\omega < 0 \end{cases}.$$

Через нормированное частотное рассогласование $\delta\omega = \Delta\omega / \omega_{REF}$

$$S_{3st}(\delta\omega) = \begin{cases} \dfrac{1}{2}(1 + \delta\omega), & для\ \delta\omega > 0 \\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{1 - \delta\omega} - 2\right), & для\ \delta\omega < 0 \end{cases}$$

Полученные ДХ представлены на рис. 3.

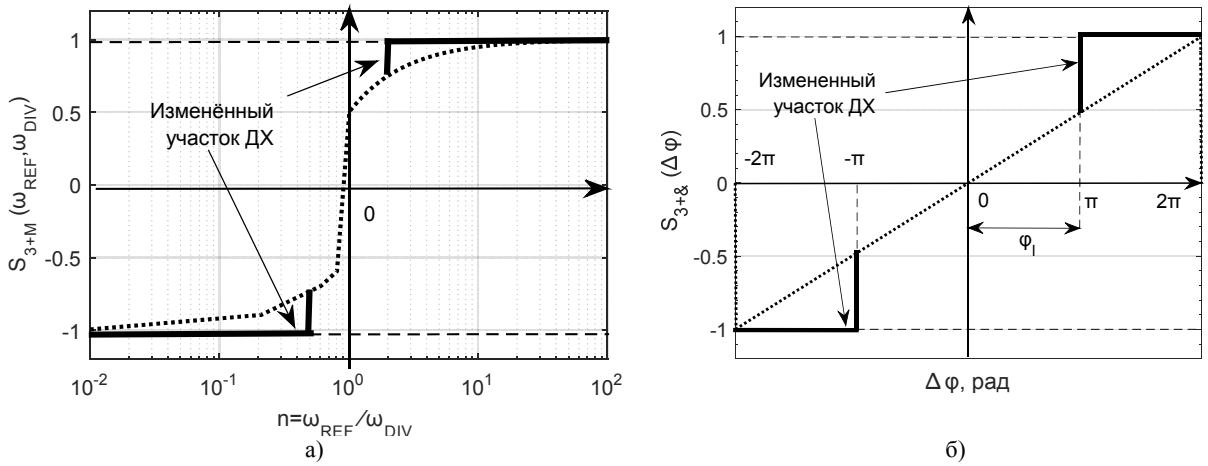


а) относительно $n = \omega_{REF} / \omega_{DIV}$ б) относительно $\delta\omega = \Delta\omega / \omega_{REF}$

Рис. 3. Статическая частотная дискриминационная характеристика ИЧФД с тремя состояниями

Таким образом, в частотном режиме контур оказывается существенно нелинейным и несбалансированным относительно знака $\Delta\omega$, что приводит к различной динамике перестройки в областях положительного и отрицательного частотного рассогласования.

Для уменьшения недостатков таких ИЧФД, главным из которых является неоптимальный флуктуирующий выходной сигнал в частотном режиме, разработан ряд модификаций [4-8] в которых синтезированы скорректированные СФДХ и СЧДХ с релейным участком, позволяющие при переключении частоты увеличить скорость перестройки СЧ. Модифицированные ИЧФД реализуются при помощи использования дополнительных D-триггеров и дополнительной логики. Скорректированные ДХ представлены на рис. 4.



а) б)

Рис. 4. Скорректированные ДХ ИЧФД с релейным участком

Модифицированные ИЧФД позволяют ускорить перестройку СЧ в среднем на 20%-30% по сравнению с ИЧФД с тремя состояниями и до 50% при коммутации дополнительных источников тока зарядовой накачки в частотном режиме. Однако им присущи определенные недостатки, связанные с импульсным характером выходных сигналов детектора. Высокая шумовая составляющая выходного сигнала ИЧФД ослабляется фильтром нижних частот (ФНЧ), но это влечет снижение быстродействия СЧ при смене частоты. Проблема увеличения скорости переключения решается различными способами: оптимизацией формы дискриминационной характеристики, увеличением полосы пропускания ИФАП при работе в частотном режиме путем релейного изменения параметров ФНЧ, применением многоконтурных ИФАП для реализации режимов быстрой и точной перестройки при переключениях и т.д. [4, 9-16]. Общим недостатком этих способов, кроме неизбежного усложнения схемы СЧ с ИФАП, является их неуниверсальность по отношению к частотному диапазону проектируемого СЧ и выбранной схемной реализации, что затрудняет их использование, например, при разработке универсальных микросхем ИФАП для СЧ.

Авторами предложены усовершенствованные алгоритм и структура ИЧФД, который будет иметь два режима работы: фазовый и частотный. СФДХ должна быть нечетной и линейной в диапазоне фазовых расстроек

$\Delta\varphi \in (-2\pi; 2\pi)$. СЧДХ должна быть нечетной релейной во всем диапазоне частотных расстроек $\delta\omega$ или нечетной с релейным участком при $n \notin (0,5; 2)$.

Должны быть предусмотрены выходы для: управления коммутацией дополнительных зарядовых накачек, индикации режима работы ИЧФД, управления коммутацией элементов ФНЧ, управляемого генератора (УГ) и делителя. Детектор должен работать по передним фронтам входных импульсов, результат его работы не должен зависеть от скважности входных импульсных последовательностей.

Будем исходить из необходимости сохранения общей структуры ИФАП в составе: ИЧФД с зарядовой накачкой, ФНЧ, УГ, делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД). Следовательно, структура внешних и внутренних сигналов и их интерпретация должны по возможности сохраниться. Новый ИЧФД должен иметь два входа для сигналов $Ref(t)$ и $Div(t)$ и пять выходов: *UP*, *DP* – для фазового рассогласования, *UF*, *DF* – для частотного рассогласования и *FM* – для индикации частотного режима работы. Кроме того, при переходе из частотного режима в фазовый и обратно внутренняя структура детектора должна обеспечивать переход в состояние, наиболее благоприятное с точки зрения завершения переходных процессов при переходе в фазовый режим.

Авторами синтезированы два новых варианта детектора и модифицирован детектор с дополнительными D-триггерами [4] в соответствии с изложенными выше требованиям. Синтезированные детекторы отличаются СЧДХ. Графы состояний синтезированных ИЧФД представлены на рис. 5 и 6. Синтез основывался на известных фазовых и частотных соотношениях входных сигналов детектора с порядком чередования фронтов импульсов этих сигналов и желаемыми переходами между ними. Логика работы детекторов вытекает из графов их состояний.

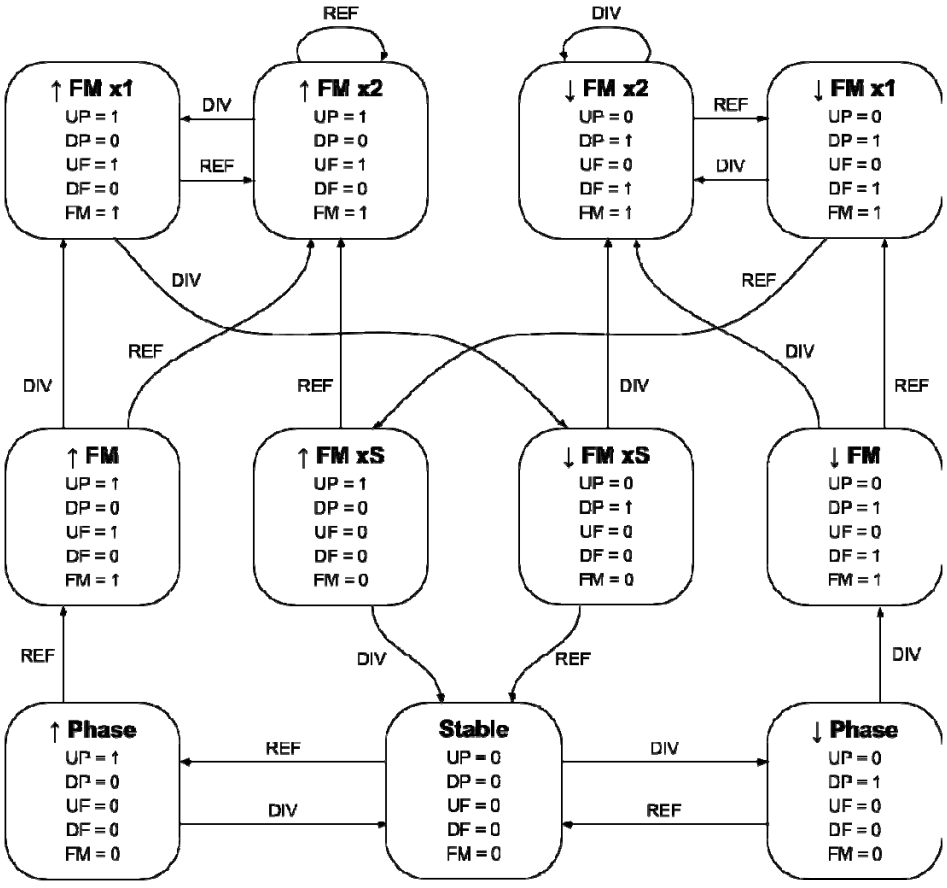


Рис. 5. Граф состояний ИЧФД с релейной СЧДХ

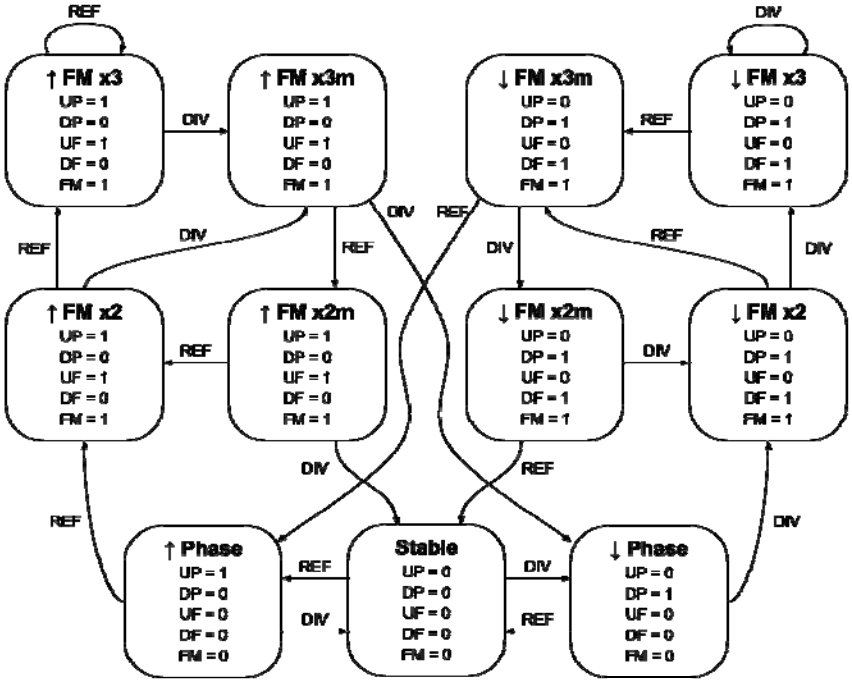


Рис. 6. Граф состояний ИЧФД с релейным участком СЧДХ

Обратим внимание на то, что в предложенных схемах существует потенциальная возможность оценивать текущую величину $n = \omega_{REF} / \omega_{DIV}$ с точностью до целых значений, поскольку логика переходов и циклических состояний основана на количественной оценке чередования входных импульсов.

Эпюры входных и выходных сигналов, поясняющих работу разработанных ИЧФД, представлены на рис. 7 и 9, для компактности на рисунках сигналы с выходов U и D детекторов объединены по правилу $E(t) = U(t) - D(t)$.

Первый детектор (с релейной СЧДХ) обеспечивает максимальный ток зарядовой накачки до момента совпадения частот опорного генератора и УГ в процессе регулирования и достаточно узкий диапазон линейного фазового регулирования, что с одной стороны обеспечивает максимальную скорость перестройки УГ, но с другой приводит к перерегулированию и при большом коэффициенте усиления в контуре и определенных параметрах ФНЧ может вызвать неустойчивость и привести к автоколебательному режиму работы СЧ.

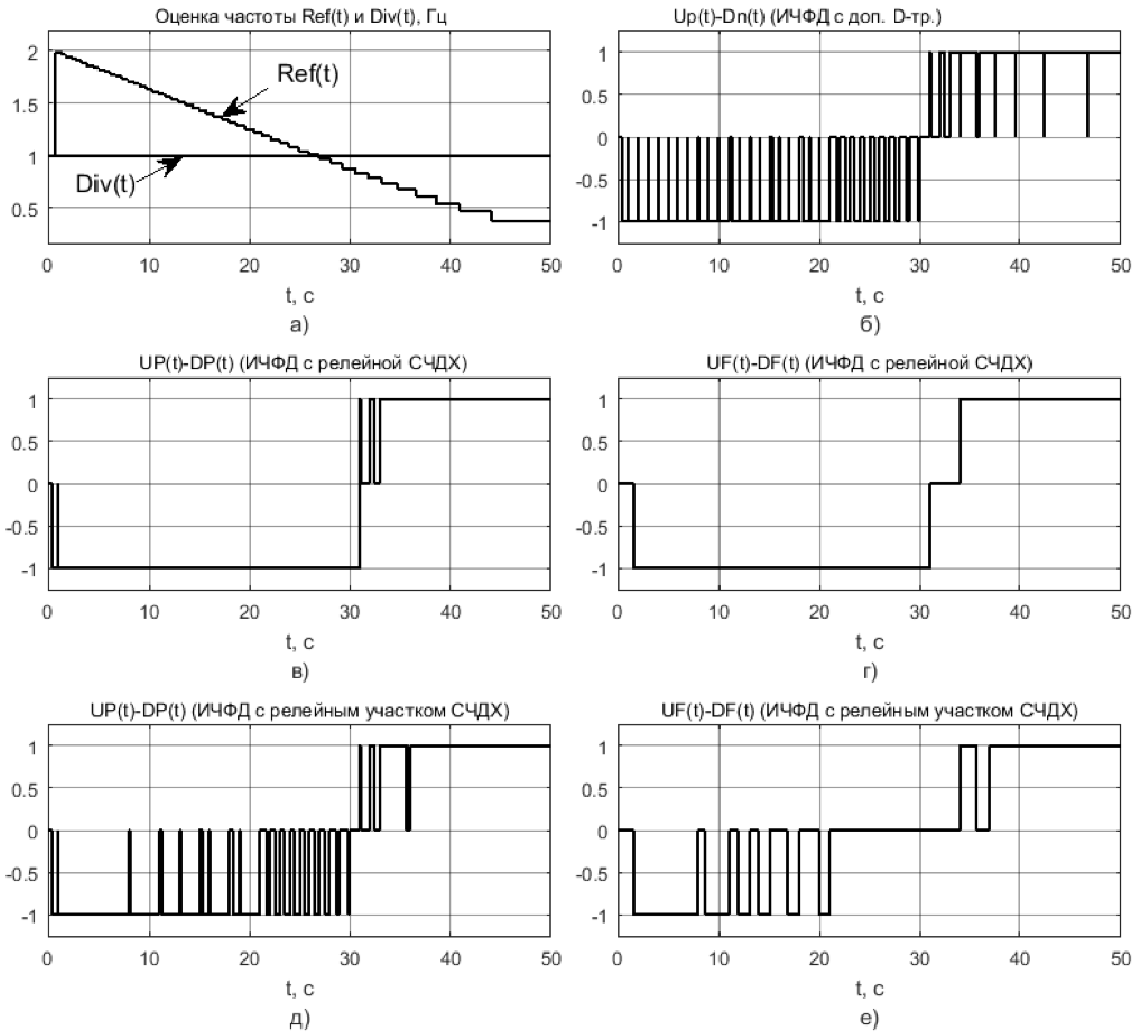


Рис. 7. Эпюры сигналов на выходах синтезированных ИЧФД

Второй детектор (с релейным участком СЧДХ) при небольших частотных рассогласованиях $n \in (0,5;2)$ выключает релейный режим, что с одной стороны уменьшает скорость перестройки УГ, но с другой уменьшает перерегулирование и, как следствие, время установления СЧ сокращается. За счет более широкого линейного участка СФДХ этот детектор имеет более широкую полосу удержания и ИФАП на его основе более робастна по отношению к параметрам контура управления.

Дадим пояснения к эпюрам, приведенным на рисунках, результаты моделирования получены при одновременном подключении к источникам сигналов $Ref(t)$ и $Div(t)$ всех моделируемых детекторов, поэтому время на графиках синхронизировано.

На рисунке 7(а) изображен график изменения линейной частоты сигналов на входах $Ref(t)$ и $Div(t)$ испытуемых детекторов; на рис. 7(б) – выходной сигнал ИЧФД с дополнительными D-триггерами; на рис. 7(в, г) – сигналы на фазовых и частотных выходах ИЧФД с релейной СЧДХ; на рис. 7(д, е) – сигналы на фазовых и частотных выходах ИЧФД с релейным участком СЧДХ.

Третий детектор является модификацией детектора с дополнительными D-триггерами путем добавления комбинационной логики для формирования дополнительных выходных сигналов *UF*, *DF* и *FM*. Схема модифицированного детектора представлена на Рис. 8, а эпюры сигналов – на рис. 9.

На Рис. 9(а) изображен график изменения линейной частоты сигналов на входах $Ref(t)$ и $Div(t)$ испытуемых детекторов; на Рис. 9(б) – выходной сигнал ИЧФД на RS-триггерах с релейным участком СФДХ; на рис. 9(в, г) – сигналы на фазовых и частотных выходах модифицированного ИЧФД с дополнительными D-триггерами; на рис. 9(д, е) – сигналы на фазовых и частотных выходах ИЧФД с релейным участком СЧДХ.

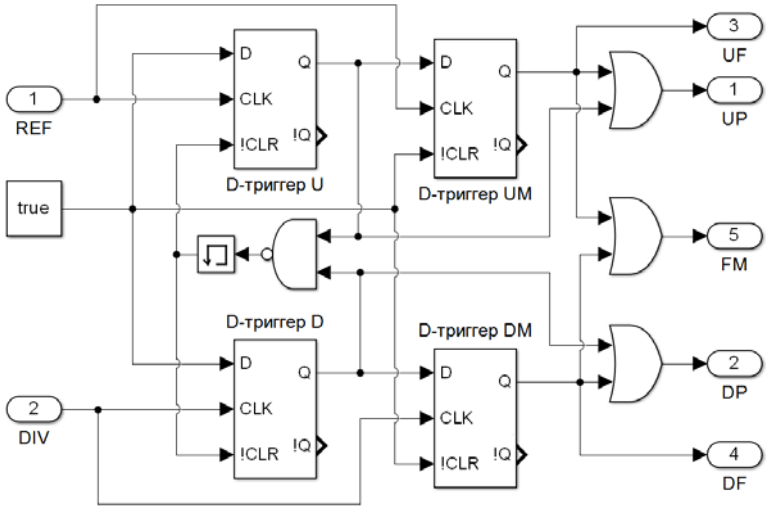


Рис. 8. Модифицированный ИЧФД с дополнительными D-триггерами

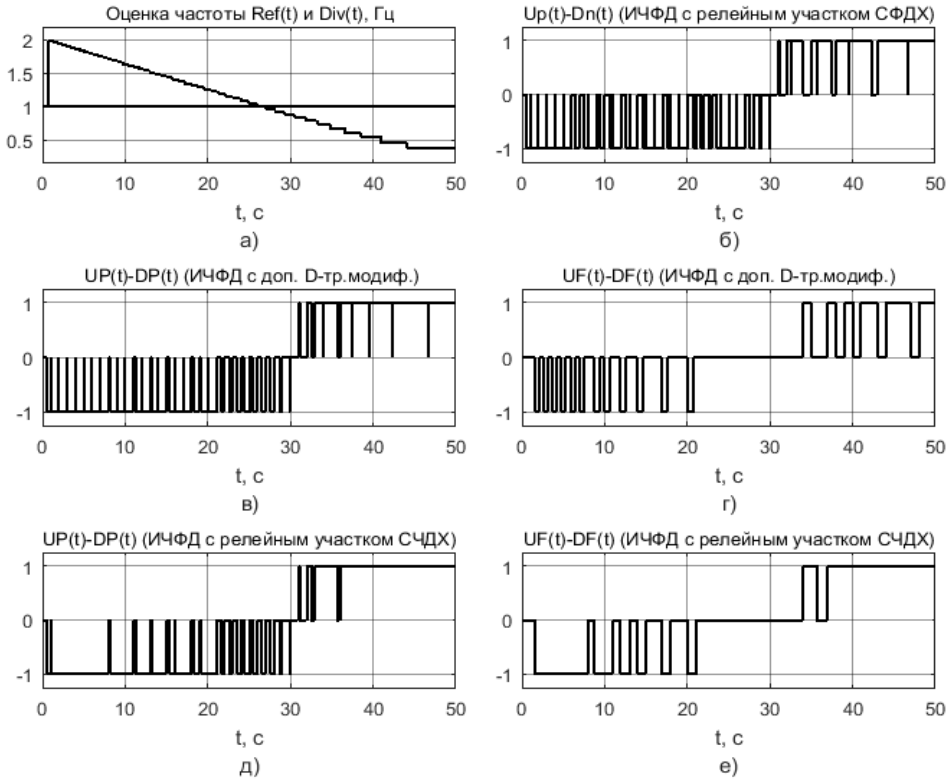


Рис. 9. Эпюры сигналов на выходах модифицированного ИЧФД

Синтезированные ИЧФД, кроме ускорения переходных процессов в СЧ с ИФАП за счет релейного режима работы при больших частотных рассогласованиях, позволяют также использовать расширенные выходы детектора для управления дополнительной зарядовой накачкой, коэффициентом деления делителя и коммутации ФНЧ, т. е. дают возможность простой реализации быстродействующих алгоритмов, подразумевающих управление другими элементами СЧ и изменение структуры контура управления ИФАП.

Литература

1. *Kazakov L.N.*, *Shakhtarin B.I., Vishnyakov D.Y.* Minimizing the phase noise of signals generated by the indirect frequency synthesizer in the specified frequency detuning range // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014. Vol. 59 (11), pp. 1155-1161.

2. *Shen K., Shakhtarin B.I., Neusypin K.A., Samokhvalov A.A.* Synthesis of quasi-optimal digital phase-locking systems under the action of additive noises // Journal of Communications Technology and Electronics. 2017. Vol. 62 (8), pp. 868-873.

3. *Mitrofanov A.A., Safin A.R., Udalov N.N. Amplitude* and phase noises of a spin-transfer nano-oscillator synchronized by a phase-lock loop // Technical Physics Letters. 2015. Vol. 41 (8), pp. 778-780.

4. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К*. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 232 с. ISBN 5-256-00339-9

5. *Rutman J. and Walls F.L.* Characterization of frequency stability in precision frequency sources / Proceedings of the IEEE. 1991. Vol. v. 79. Issue: 7, pp. 952-960.

6. *Lan Jinbao, Fengchang Lai, Zhiqiang Gao, Hua Ma and Jianwei Zhang*. A nonlinear phase frequency detector for fast-lock phase-locked loops / 2009 IEEE 8th International Conference on ASIC. Changsha, Hunan: IEEE, 2009, pp. 1117 1120. ISBN: 978-1-4244-3868-6

7. *Kuo-Jen Lin, Chih-Sheng Yang and Chao-Chia Cheng.* A Fast Lock and Adjustable Dual-Slope PLL with an Automatic Current Controller // Chung Hua Journal of Science and Engineering. Hsinchu: Chung Hua University, 2006.

8. *Wiegand C. Hedayat C., Hilleringmann U.* Non-linear behaviour of charge-pump phase-locked loops [electronic resource] // Adv. Radio Sci. URL: http://www.adv-radio-sci.net/8/161/2010/ (access date: 16.02.2016).

9. *Белов Л.А*. Формирование стабильных частот и сигналов: Учебное пособие для студентов высших учебных заведений. М.: Издательский центр "Академия", 2005. 224 с.

10. *Манассевич В*. Синтезаторы частот (теория и проектирование) / пер. с англ. под ред. А. С. Галина. М.: Связь, 1979. 384 с.

11. *Прохладин Г.Н*. Анализ спектральных характеристик систем ИФАПЧ синтезаторов частот // Электромагнитные волны и электронные системы. 2009. № 10.

12. *Прохладин Г.Н*. Моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ. М.: Изд-во «Радиотехника», 2006. № 2. С. 37.

13. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Рахманин Д.Н.* Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени фильтра нижних частот // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Приборостроение”. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. № 3(80). С. 79-93.

14. *Gubin M.A., Kireev A.N., Tyurikov D.A., Shelkovnikov A.S., Tausenev A.V., Chernykh D.S., Shepelev D.V., Konyashchenko A.V.* Methane based microwave reference oscillator // Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium, EFTF/IFC. 2017. № 8088922, pp. 452-455.

15. *Shakhtarin B.I., Timofeev A.A., Sizykh V.V.* Mathematical model of the phase-locked loop with a current detector // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014. Vol. 59 (10), pp. 1061-1068.

16. *Gardner F.M.* Phaselock Techniques. New Jersey: John Willey & Sons, 2005.

АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ОБНОВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О МЕСТОПОЛОЖЕНИИ АБОНЕНТОВ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РОУМИНГА

Козинец Артур Валерьевич,
МТУСИ, Старший преподаватель кафедры Информационные системы, Москва, Россия,
kozinets@mtuci2.ru

Груничев Юрий Алексеевич,
МТУСИ, к.э.н., ассистент кафедры Информационные системы, Москва, Россия,
ygrunichev@mail.ru

Воронцов Юрий Алексеевич,
МТУСИ, д.т.н., проф., заведующий кафедрой Информационные системы, Москва, Россия,
yvorontsov@newmail.ru

Введение

Государственная политика внедрение инновационных форм и методов работы, на развитие прорывных технологий ставит перед нами чрезвычайно сложную задачу по созданию “умных” городов, “умных” авто, “умных” устройств, новых сервисов. Мобильные операторы по всему миру начинают готовить свою инфраструктуру к появлению стандарта 5G в 2020 году. Этот стандарт изменит представление людей о мобильной связи. К 2020 году Компания Gartner ожидает, что к интернету будут подключены 26 млрд. «умных» устройств. Компания Cisco Systems оценивает эту величину в 50 млрд., а компания Intel в 200 млрд [1]. Безусловно, не все из этих умных устройств будут подвижными, но существенная часть будет подразумевать мобильность. Таким образом, даже по консервативным оценкам число мобильных «умных» устройств, входящих в экосистему Интернета-вещей может составить несколько миллиардов экземпляров.

При реализации этой задачи – концепции интернета вещей (internet of things, IoT) и промышленного интернета вещей (industrial internet of things, IIoT), существенно возрастёт число абонентов. Помимо традиционных оконечных устройств (телефоны, смартфоны, планшеты) прогнозируется взрывной рост числа “умных” устройств (беспилотные такси, беспилотные автомобили, дроны для транспортировки грузов, мобильные устройства автоматизированного мониторинга источников потенциальной опасности и т.д.)

С ростом числа абонентов будут расти объемы передаваемого по сети связи (сеть доступа, фиксированная сеть, подсистема управления сетью.) трафика. Для обеспечения необходимой плотности трафика будут сокращаться размеры зон обслуживания, и как следствие, будет возрастать число базовых станций на единицу площади. Это потребует больших вычислительных мощностей для управления сетью вообще и обновления информации о местоположении подвижных абонентов при перемещении из одной зоны обслуживания в другую. Будет расти число записей в базе данных о местоположении подвижных абонентов (пропорционально числу абонентов), число запросов на обновление информации о местоположении абонентов. При этом число запросов на изменение информации о местоположении растет кратно из-за роста числа абонентов и из-за уменьшения размеров зон обслуживания (более частой смене зоны обслуживания) даже при сохранении скорости перемещения абонентов по сравнению с большими зонами обслуживания.

Постановка задачи

Архитектура сети связи может быть построена на принципах централизованного хранения и обработки информации о местоположении мобильных абонентов только до определенного предела. Например, для стандарта 2-го поколения один узел управления сетью может обслуживать до 1 миллиона абонентов. В случае приближения к пределу, и уж тем более при его превышении, производители оборудования предлагают применять второй узел управления сетью и делить сеть на две подсети. При этом абоненты образованных подсетей будут обслуживаться за рамками домашних подсетей с использованием роуминга (внутрисетевого роуминга).

Рассмотрим процедуру обновления информации о местоположении мобильного абонента А, в момент перемещения из домашней зоны обслуживания в зону обслуживания другого Visitors Location Register VLR (переход в роуминг). Диаграмма последовательности обновления информации о местоположении мобильного абонента А представлена на рис. 1.

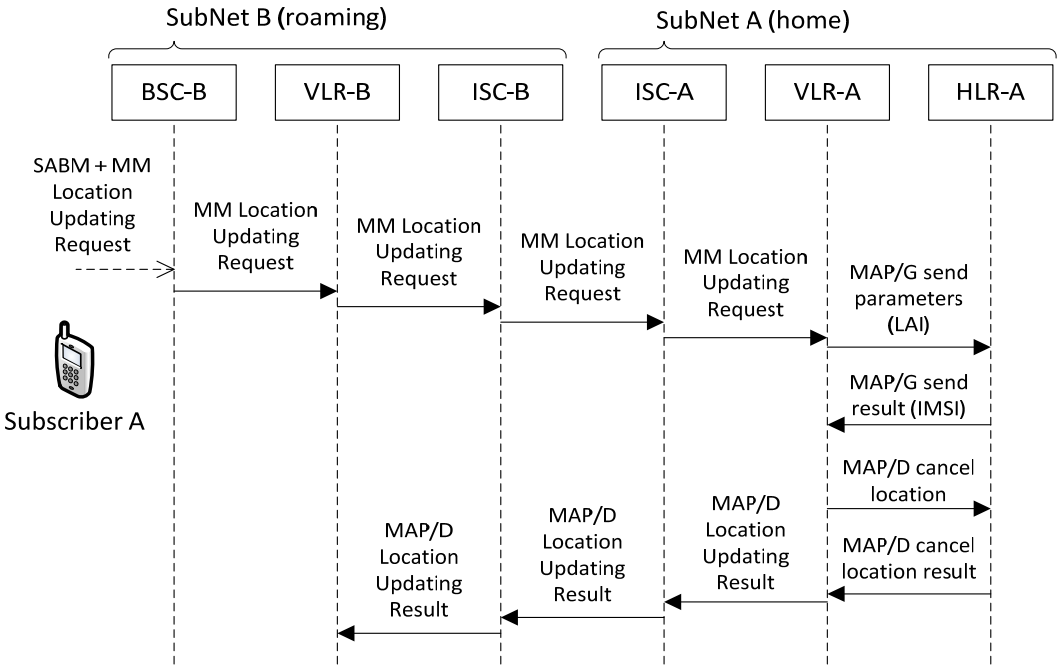


Рис. 1. Процедура обновления информации о местоположении абонента

Процедура обновления местоположения позволяет мобильному устройству уведомить сотовую сеть, что оно переходит из одной зоны местоположения в другую. Мобильные телефоны сами отвечают за определение кода зоны местоположения. Когда мобильное устройство считает, что код зоны местоположения изменился, оно отправляет в сеть запрос обновления зоны местоположения, содержащий информацию о предыдущем местоположении, и Временный Идентификатор Мобильной Станции (TMSI).

Абонент А теряет сигнал от базовой станции домашней зоны обслуживания, находит сигнал другой базовой станции, которая относится к другой зоне обслуживания и управляется другим VLR.

Есть несколько случаев, когда мобильное устройство передает в сеть запрос об обновлении зоны местоположения. Каждый раз, когда мобильный аппарат включается или отключается, в сеть передается его местоположения для регистрации или разрегистрации IMSI. Кроме того, каждое мобильное устройство регулярно уведомляет сеть о своем местонахождении через определенные интервалы времени. Как только мобильный аппарат перемещается из одной зоны в другую, также производится обновление информации о местоположении. Мобильное устройство принимает решение о смене зоны местоположения, основываясь на уровне сигнала от базовых станций, выбирая наилучший. Таким образом, мобильный аппарат сохраняет гарантированный доступ к сети и может принимать вызовы, свободно перемещаясь в пределах всей зоны покрытия.

Temporary Mobile Subscriber Identity (TMSI) — временный идентификатор мобильной станции GSM (мобильного телефона). TMSI назначается после успешной аутентификации и используется в процессе установки звонка, регистрации в сети и т. д. TMSI используется из соображений безопасности, для сокрытия других идентификаторов абонента, а именно, во избежание передачи IMSI через радиоэфир.

TMSI уникальным образом идентифицирует мобильную станцию (MS). TMSI назначается VLR каждому мобильному устройству, находящемуся в его зоне и действителен только в зоне действия данного VLR. Поэтому, TMSI должен быть обновлен, в случае перехода аппарата в другую зону местоположения.

Сообщение SABM поступает на BSC (Base Station Controller). После этого BSC передает его на VLR/MSC (Visitors Location Register / Mobile Switching Center) в зоне действия которого находится абонент А в настоящее время, VLR-B в нашем случае.

VLR-B по TMSI определяет VLR, из зоны которого переместился абонент А, VLR-A в нашем случае, и направляет этому VLR сообщение LUR (Location Update Request) по протоколу MM. Сооб

В силу того, что VLR-B и VLR-A находятся в разных сетях, так как мы рассматриваем сценарий перемещения абонента, находящегося в роуминге. Следовательно, сообщение LUR проходит через интерфейс ISC (IP Multimedia Subsystem Service Control Interface) между узлом управления гостевой сетью абонента А (ISC-B) и узлом управления домашней сетью (ISC-A).

Узлы управления географически разнесены и взаимодействуют через магистральную сеть.

После того как сообщение LUR попадает на домашний VLR-A, в его обработке участвует также и HLR. После обработки на VLR-A/HLR-A сообщение Location Update Result по протоколу MAP/D возвращается на VLR-B.

В статье определяется зависимость времени обновления информации о местоположении мобильного абонента от числа абонентов сети связи при различных видах потока вызов: экспоненциальном, эллиптическом и фрактальном.

Модель процедуры обновления информации о местоположении абонента

Для построения модели процедуры обновления информации о местоположении мобильного абонента при смене зоны обслуживания должны быть построены модели всех компонент сети связи, участвующих в обновления информации о местоположении. Моделью процедуры обновления информации о местоположении для определения времени обновления является открытая сеть массового обслуживания (СеМО), состоящая из систем массового обслуживания (СМО), каждая из которых моделирует соответствующую фазу обработки запроса на обновление. Модель процедуры обновления информации о местоположении представлена на рис. 2.

СМО с неограниченным накопителем S1 моделирует обработку процессором контроллером базовой станции (BSC) запроса на регистрацию в зоне обслуживания (сообщение SABM), формирование и отправку сообщения LUR на VLR-B.

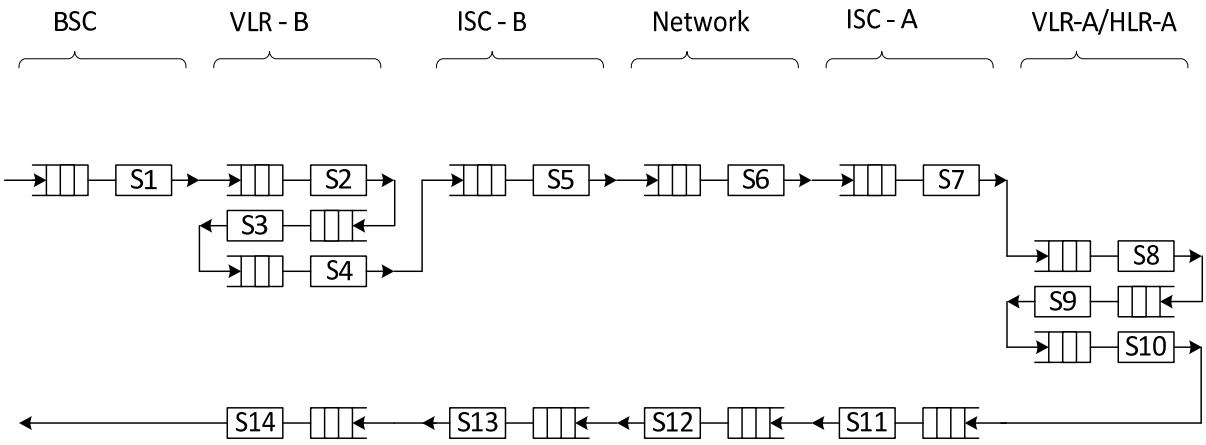


Рис. 2. Модель процедуры обновления информации о местоположении

СМО с неограниченным накопителем S2 моделирует обработку сообщения LUR процессором, входящим в состав блока VLR-B, и формирование запроса к базе данных о местоположении мобильных абонентов. Эта база данных также являющейся составной частью VLR-B. СМО с неограниченным накопителем S3 моделирует обновление в базе данных записи о местоположении вызываемого абонента. СМО с неограниченным накопителем S4 моделирует работу процессора VLR-B в части формирования и передачи на интерфейс ISC сообщения LUR.

СМО с неограниченным накопителем S5 моделирует прохождение сообщения LUR через интерфейс ISC на стороне узла управления гостевой сетью (ISC-B). Далее сообщение LUR проходит через фиксированную сеть (fixed network) между узлами управления (СМО с неограниченным накопителем S6) и интерфейс ISC-A (СМО с неограниченным накопителем S7).

Системы S8, S9 и S10 моделируют обработку сообщения LUR процессором, входящим в состав блоков VLR-A/HLR-A домашней сети вызываемого абонента, формирование запросов на изменение базы данных о местоположении мобильных абонентов, формирования и передачи на интерфейс ISC ответного сообщения Location Update Result по протоколу MAP/D.

Прохождение ответного сообщения Location Update Result через интерфейс ISC-A, фиксированную сеть (fixed network) между узлами управления и интерфейс ISC-B моделируется соответствующими СМО с неограниченным накопителем: S11, S12 и S13.

СМО с неограниченным накопителем S14 моделирует работу процессора VLR-B в части обработки ответного сообщения Location Update Result.

Известны аналитические формулы [7], позволяющие вести расчет временных характеристик пребывания заявки в СеМО на основе временных характеристик пребывания заявки в каждой из СМО, объединенных в сеть.

$$T_q = \sum_{i=1}^{K} \alpha_i T_{qi} \qquad (1)$$

где α_i – *i*-й элемент вектора коэффициентов передач; T_{qi} – среднее время пребывания заявки в *i*-й системе; *K* – число систем в СеМО. Вектор коэффициентов передач определяется через матрицу вероятностей переходов заявок из системы в систему $P = \left(p_{ij}\right),\ i, j = 1,...,K$, и вектор вероятностей передач заявок от внешнего источника к узлам сети P_0 и единичную матрицу *I*:

$$\alpha = \left(I - P^T\right)^{-1} P_0 \quad (2)$$

Эти формулы справедливы для стационарного режима работы сети и дисциплины обслуживания в порядке поступления. В случае потоков и обслуживания отличных от экспоненциальных и использования диффузионной аппроксимации необходимо знать:

- два момента распределения интервалов между поступлениями внешнего потока заявок в сеть;
- два момента распределения времени обслуживания заявки в каждой из СМО;
- распределение потока запросов между СМО (матрица вероятностей переходов заявок при обслуживании).
-

Характеристики входящего потока

Источниками заявок являются абоненты сети связи, которые с определенной интенсивностью перемещаются между зонами обслуживания. Интенсивность потока запросов можно найти через скорость перемещения абонентов, размер зон обслуживания, и количество абонентов системы связи. Математическое ожидание (первый момент) распределения интервалов между поступлениями запросов входящего потока является величиной обратной интенсивности потока.

Дисперсия интервалов между поступлениями запросов входящего потока (второй центральный момент) может быть определена через интенсивность потока и квадрат коэффициента вариации (ККВ). Величина ККВ зависит от вида потока, который предполагается в сети. При экспоненциальном потоке ККВ=1, при эллиптическом – ККВ=10, при фрактальном – ККВ=100.

Таким образом, как первый, так и второй момент распределения интервалов между поступлениями запросов входящего потока зависят обратно пропорционально числу абонентов системы связи.

Характерисьтики потоков обслуживания

В СеМО, представленной на рис. 2, имеется три типа СМО. Первый тип СМО – это системы моделирующие работу процессора при исполнении ординарных (последовательных) алгоритмов. К первому типу относятся системы S1, S2, S4, S6, S8, S10, S11, S13, S14. Подробный анализ работы систем первого типа представлен в статье [2]. Интенсивность потока обслуживания для этих систем не зависит от числа абонентов, а определяются частой процессора и сложностью алгоритма соответствующей операции. Следовательно, как первый, так и второй момент распределения времени обслуживания заявки в системах первого типа не зависят от числа абонентов.

Второй тип СМО – это системы моделирующие обновление записи о местоположении вызываемого абонента в базе данных. Ко второму типу относятся системы S3 и S9. У систем второго типа имеется зависимость интенсивности потока обслуживания от числа абонентов. При увеличении числа абонентов растет размер базы данных, как следствие увеличивается время обновления записи. Детальный вывод формул для расчета двух моментов распределения времени обслуживания для систем второго типа приведен в статье [3]. Математическое ожидание времени обновления записи от общего числа записей в базе данных N:

$$M[T_s] = \frac{t_1 * \log_2(N+1)}{2} \quad (3)$$

При этом число записей как для S3 (VLR-B), так и S9 (VLR-A) равно числу мобильных абонентов системы связи разделенному на число установленных узлов управления (число подсетей). Данное утверждение верно, если мы будем исходить из предположения, что наша система связи рассматривается как закрытая система [6] с равномерным распределением абонентов между подсетями и миграция абонентов между подсетями носит симметричный характер.

Дисперсия времени обновления необходимой записи в базе данных равна [3]:

$$D[T_s] = \frac{\left(t_1 * \log_2(N+1)\right)^2}{12} \quad (4)$$

При этом ККВ времени обновления необходимой записи в базе данных не зависит от числа записей в базе данных и равен 1/3.

Третий тип СМО – это системы моделирующие канал связи между узлами управления сетью связи, организуемый через фиксированную сеть (fixed network). К третьему типу относятся системы S7 и S12. Подробный анализ работы систем третьего типа представлен в статье [4]. Прохождение запросов через фиксированную сеть может носить регулярный (синхронные тракты) и нерегулярный (асинхронные тракты) характер.

Продолжительность обслуживания заявки в СМО (время передачи запроса) зависит как от режима работы канала (синхронный, асинхронный), так и от параметров канала связи (скорость передачи, вероятность ошибки). При этом интенсивность потока обслуживания для этих систем не зависит от числа абонентов [5]. Следовательно, как первый, так и второй момент распределения времени обслуживания заявки в системах третьего типа не зависят от числа абонентов.

Матрица вероятностей переходов

Рассматриваемая СеМО представляет собой цепочку СМО. Не имеет ветвлений, имеет только один вход и один выход. Матрица вероятностей переходов такой СеМО имеет смещенный на один элемент вправо диагональный вид. Элементы матрицы, соседствующие справа от диагонали равны 1.0, а все остальные элементы – равны 0.

Анализ результатов расчета

Результаты расчета максимального времени обновления для 90% запросов при экспоненциальном, эллиптическом и фрактальном входящих потоках представлены в табл. 1. Полученные результаты подтверждаются практикой.

Таблица 1

Результаты расчетов

Число абонентов	Время обновления для 90% запросов (с)		
	Экспоненциальный поток	Эллиптический поток	Фрактальный поток
100 000	0,15	0,21	0,59
1 000 000	0,43	0,72	n/a
10 000 000	n/a	n/a	n/a

Литература

1. *Воронцов Ю.А., Козинец А.В., Груничев Ю.А.* Сравнение систем поиска абонентов для сетей мобильной связи следующего поколения // В сборнике: Технологии информационного общества. Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции. 2018. С. 175-178.

2. Будущее сети мобильной связи 5G // Век качества. 2015. №2. С. 22-25.

3. *Воронцов Ю.А., Козинец А.В.* Анализ потока запросов об изменении местоположения подвижных абонентов // Технологии информационного общества. Сборник трудов XI Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества». (15-16 марта 2017 г. Москва, МТУСИ). М.: ООО «ИД Медиа Паблишер», 2017. С. 58-59.

4. *Козинец А.В.* Расчет времени поиска информации о местоположении подвижного абонента в базе данных // Век качества. 2015. №3. С. 85-100.

5. *Козинец А.В.* Определение времени поиска подвижного абонента при вызове в сети доступа с распределенным управлением // Век качества. 2015. №4. С. 89-113.

6. *Козинец А.В.* On the characteristics of the stream of requests to update the location information of mobile subscribers // Век качества. 2016. №4. С. 91-102.

7. *Бонч-Бруевич А.М., Козинец А.В.* Выбор метода организации базы данных о местоположении подвижных абоннетов, деп. науч. раб. в ЦНТИ «Информсвязь», 1998.

8. *Воронцов Ю.А.* Исследование и разработка методов расчета и оптимизации показателей производительности дискретной информации на базе ассимптотиччеких моделей второго порядка. Дисс. на соиск. степ. д.т.н. М.: МТУСИ, 1995.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕТНОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Кубышкин Евгений Павлович,
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
профессор кафедры математического моделирования, профессор, д.ф.-м.н., г. Ярославль, Россия,
kubysh.e@yandex.ru

Казаков Леонид Николаевич,
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
заведующий кафедрой, профессор, д.т.н., г. Ярославль, Россия,
kazakov@uniyar.ac.ru

Стерин Дмитрий Игоревич,
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
ассистент кафедры радиотехнических систем, специалист, г. Ярославль, Россия,
deemon2duo@gmail.com

Аннотация

Рассмотрена задача перестройки группы БЛА с точки зрения минимизации затрачиваемой энергии. Сначала решается задача оптимального по энергии перехода одного БЛА из начальной точки в конечную за заданное время. Найденное решение используется для построения траекторий группы БЛА. При этом вводится корректирующая функция для предотвращения опасных сближений БЛА. Далее решается задача перестройки группы БЛА за минимальное время при заданной затрачиваемой энергии. На основе полученных алгоритмов реализована компьютерная модель. В статье приведены результаты моделирования различных вариантов перестроений группы БЛА, показана работа модели с корректирующей функцией и без нее.

Ключевые слова: *беспилотные летательные аппараты, компьютерное моделирование, оптимальное управление.*

Рассматривается группа из n беспилотных летательных аппаратов (БЛА), положение которых относительно некоторой инерциальной системы координат $OXYZ$ определяется системой векторов

$$q_j(t) = \left(x_j(t), y_j(t), z_j(t)\right), \qquad j = 1,2,\dots,n.$$

Предполагается, что группа БЛА, находясь в момент времени t_1 в точке пространства с координатами q_{j0} и имея скорости $\dot{q}_{j0}$, должна за время $T > 0$ перестроится в точки с координатами q_{jT} и иметь соответственно скорости $\dot{q}_{jT}$. При этом расстояние между отдельными БЛА в группе не должно быть менее $d_{jk} > 0$ и более D_{jk} $(j,k = 1,\dots,n)$. Уравнения движения БВС в группе и динамическая модель полетной перестройки БЛА будет иметь следующий вид [1]:

$$m_j\ddot{q}_j + f_j(q_j,\dot{q}_j) = U_j(t), \qquad t_1 < t < t_2 = t_1 + T \tag{1}$$

$$q_j(t_1) = q_{j0},\ \dot{q}_j(t_1) = q_{j0},\ q_j(t_2) = q_{jT},\ \dot{q}_j(t_2) = q_{jT}, \tag{2}$$

$$d_{jk} \le \left|q_j(t) - q_k(t)\right| \le D_{jk},\ \ j,k = 1,\dots,n. \tag{3}$$

В (1) m_j – масса j-го БЛА, функция $f_j\left(q_j,\dot{q}_j\right)$ характеризует совокупность внешних сил, действующих на j-й БЛА, включающих в себя внешнее трение, ветровую нагрузку и другие внешние силы, $U_j(t) = \left(U_{j1}(t), U_{j2}(t), U_{j3}(t)\right)$ – вектор силового управления БЛА вдоль осей соответствующих координат. Предполагается, что вес БЛА учтен функцией $U_{j3}(t)$ и что между собой БЛА в группе не взаимодействуют.

Рассмотрим сначала случай отсутствия ветровой нагрузки и линейного трения . Уравнения (1) в этом случае примут вид

$$m_j\ddot{q}_j + \alpha_j\dot{q}_j = U_j(t), \quad j = 1,\dots,n, \tag{4}$$

α_j – коэффициент линейного трения j-го БЛА.

Энергия управления j-го БЛА определяется интегралом

$$J(U_j) = \int_0^T (U_j(t), U_j(t))\, dt, \tag{5}$$

где (.,.) – скалярное произведения в R^3.

Рассмотрим сначала задачу полетной перестройки одного БЛА с условием минимума функционала (5). В этом случае система уравнений (2),(4) распадется по координатам, поэтому рассмотрим эту задачу для одной из координат.

Задача 1. Найти управление $U_j(t)$, обеспечивающее перевод траектории уравнения

$$m_j\ddot{x}_j + \alpha_j\dot{x}_j = U_{j1}(t) \tag{6}$$

из начального состояния (для удобства выберем $t_1 = 0$)

$$x_j(0) = x_{j0}, \qquad \dot{x}_j(0) = \dot{x}_{j0} \tag{7}$$

в конечное

$$x_j(T) = x_{jT}, \qquad \dot{x}_j(T) = \dot{x}_{jT} \tag{8}$$

и минимизирующее функционал энергии

$$J(U_{j1}) = \int_0^T {U_{j1}}^2(t)\, dt. \tag{9}$$

Введя функцию Коши уравнения (6) $K(t) = (1 - \exp(-\alpha_j/m_j t))/\alpha_j$, запишем решение (6) с начальными условиями (7) в виде

$$x_j(t) = x_{j0} + \dot{x}_{j0}(1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j t})m_j/\alpha_j + \alpha_j^{-1}\int_0^t (1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(t-\tau)})U_{j1}(\tau)\, d\tau,$$

и

$$\dot{x}_j(t) = \dot{x}_{j0}\mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j t} + m_j^{-1}\int_0^t \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(t-\tau)}U_{j1}(\tau)\, d\tau.$$

Отсюда с учетом (8) имеем равенства

$$x_{jT} = x_{j0} + \dot{x}_{j0}(1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j T})m_j/\alpha_j + \alpha_j^{-1}\int_0^T \left(1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(T-\tau)}\right)U_{j1}(\tau)\, d\tau \tag{10}$$

$$\dot{x}_{jT} = \dot{x}_{j0}\mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j T} + m_j^{-1}\int_0^T \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(T-\tau)}U_{j1}(\tau)\, d\tau \tag{11}$$

Таким образом, задача свелась к решению проблемы моментов, т.е. требуется найти функцию $U_{j1}(t) \in L_2(0,T)$ – пространству интегрируемых с квадратом функций, удовлетворяющую условиям (10) – (11) и минимизирующую функционал (9). Для решения этой задачи воспользуемся подходом, предложенным в работах [2, 3].

Введем обозначения

$$\varphi_1(\tau) = m_j^{-1}\mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(T-\tau)}, \qquad \varphi_2(\tau) = \alpha_j^{-1}(1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j(T-\tau)})$$

$$g_1(T) = \dot{x}_{jT} - \dot{x}_{j0}\mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j T}, \qquad g_2(T) = x_{jT} - x_{j0} - \dot{x}_{j0}(1 - \mathrm{e}^{-\alpha_j/m_j T})m_j/\alpha_j,$$

Запишем (10)-(11) в виде

$$\int_0^T \varphi_1(\tau)U_{j1}(\tau)\, d\tau = g_1(T), \int_0^T \varphi_2(\tau)U_{j1}(\tau)\, d\tau = g_2(T) \tag{12}$$

Введем функции

$$\psi_1(\tau) = \varphi_1(\tau)\|\varphi_1(\tau)\|^{-1}, \qquad \|\varphi_1(\tau)\| = (\int_0^T \varphi_1^2(\tau)\, d\tau)^{1/2},$$

$$\psi_2(\tau) = \tilde{\psi}_2(\tau)\left\|\tilde{\psi}_2(\tau)\right\|^{-1}, \qquad \tilde{\psi}_2(\tau) = \alpha_{21}\psi_1(\tau) + \varphi_2(\tau),$$

$$\alpha_{21} = -\left(\varphi_2(t), \psi_1(t)\right) = -\int_0^T \varphi_2(\tau)\psi_1(\tau)\, d\tau.$$

Отсюда можем записать

$$\psi_1(\tau) = b_{11}\varphi_1(\tau), \qquad \psi_2(\tau) = b_{21}\varphi_1(\tau) + b_{22}\varphi_2(\tau),$$

где $b_{11} = \|\varphi_1(\tau)\|^{-1}, b_{21} = \alpha_{21}(\left\|\tilde{\psi}_2(\tau)\right\| * \|\varphi_1(\tau)\|)^{-1}, b_{22} = \left\|\tilde{\psi}_2(\tau)\right\|^{-1}$.

Выражения (12) могут быть переписаны в виде:

$$\int_0^T \psi_1(\tau)U_{j1}(\tau)\, d\tau = b_{11}g_1(T) = B_1(T) \tag{13}$$

$$\int_0^T \psi_2(\tau)U_{j1}(\tau)\, d\tau = b_{21}g_1(T) + b_{22}g_2(T) = B_2(T) \tag{14}$$

Утверждение 1. Оптимальное управление $U_{j1}(t)$, решающее задачу 1, задается формулой

$$U_{j1}(t) = B_1(T)\psi_1(\tau) + B_2(T)\psi_2(\tau). \quad (15)$$

Доказательство. Обозначим через $Q_2(0,T)$ подпространство пространства функций $L_2(0,T)$, удовлетворяющих условию $(U(t),\psi_j(t))_{L_2} = 0,\ j = 1,2$. Любую функцию $U(t) \in L_2(0,T)$ и удовлетворяющую условиям (13), (14) можно записать в виде $U^*_{j1}(t) + q(t)$, где $q(t) \in Q_2(0,T)$. Но тогда $\|U(t)\|_{L_2} = \left\|U^*_{j1}(t)\right\|_{L_2} + \|q(t)\|_{L_2}$. Минимум $\|U(t)\|_{L_2}$ достигается при $q(t) \equiv 0$. Отсюда следует утверждение 1. Аналогичным образом строятся $y_j(t),\ z_j(t)$.

Рассмотрим теперь решение задачи (2), (4) с условием (3). Выполнение условия (3) будем добиваться за счет корректировки функций (3) функциями $q(t) \in Q_2(0,T)$. Введем в $Q_2(0,T)$ ортонормированный базис $\psi_3(t), \psi_4(t), \dots, \psi_n(t), \dots$. Для его построения введем функции $\varphi_3(t) = t^2, \varphi_4(t) = t^3, \dots, \varphi_n(t) = t^{n-1}, \dots$ и выполним ортогонализацию:

$$\tilde{\psi}_3(t) = \alpha_{31}\psi_1(t) + \alpha_{32}\psi_2(t) + \varphi_3(t),$$
$$\alpha_{31} = -\big(\varphi_3(t),\psi_1(t)\big), \alpha_{32} = -\big(\varphi_3(t),\psi_2(t)\big), \psi_3(t) = \tilde{\psi}_3(t)\left\|\tilde{\psi}_3(t)\right\|^{-1}$$
$$\tilde{\psi}_4(\tau) = \alpha_{41}\psi_1(t) + \alpha_{42}\psi_2(t) + \alpha_{43}\psi_3(t) + \varphi_4(t),$$
$$\alpha_{4j} = -\Big(\varphi_4(t),\psi_j(t)\Big), j = 1,2,3, \quad \psi_4(t) = \tilde{\psi}_4(t)\left\|\tilde{\psi}_4(t)\right\|^{-1}$$
$$\dots$$

Обозначим через $g_{jk}(t)$ решение уравнений

$$m_j\ddot{g}_{jk} + \alpha_j\dot{g}_{jk} = \psi_k(t), g_{jk}(0) = 0, \dot{g}_{jk}(0) = 0. \quad (16)$$

Отметим, что функция $g_{jk}(t)$ в силу выбора $\psi_k(t)$ будут удовлетворять условию $g_{jk}(T) = 0, \dot{g}_{jk}(T) = 0$.

Рассмотрим сначала случай двух БЛА, т.е в (1)-(3) j=1,2. Пусть нарушается первое условие в (3), т.е.

$$d_{12} > |q_1(t) - q_2(t)| == \left[\big(x_1(t) - x_2(t)\big)^2 + (y_1(t) - y_2(t))^2 + (z_1(t) - z_2(t))^2\right]^{1/2} \quad (17)$$

при $t_1 < t_1^* < t_2^* < t_2$.

Выберем корректирующую функцию $x^*_{12}(t)$ из условия

$$d_{12} = \left[\big(x_1(t) - x_2(t) + x^*_{12}(t)\big)^2 + (y_1(t) - y_2(t))^2 + (z_1(t) - z_2(t))^2\right]^{1/2} \quad (18)$$

при $t_1^* \le t \le t_2^*$ и положим $x^*_{12}(t) \equiv 0$, при $t_1 \le t \le t_1^*$ и $t_2^* \le t \le t_2$. Эта функция определяется однозначно.

Представим $x^*_{12}(t)$ в виде ряда

$$x^*_{12}(t) = \sum_{k=3}^{\infty} c_{1k} g_{1k}(t)$$

Для вычисления коэффициентов c_{1k}, которых для практических вычислений берется конечное число, необходимо рассмотреть систему линейных алгебраических уравнений

$$\int_0^T x^*_{12}(t) g_{1p}(t)dt = \sum_{k=3}^{N} c_{1k} \int_0^T g_{1k}(t) g_{1k}(t)\,dt. \quad (19)$$

Система (19) имеет единственное решение $c^*_{1k},\ k = 1, \dots, N$ в силу линейной независимости функций $g_{1k}(t)$.

Корректирующее уравнение необходимо добавить к оптимальному уравнению

$$U^{**}_{11}(t) = U^*_{11}(t) + \sum_{k=3}^{N} c^*_{1k}\,\psi_k(t). \quad (20)$$

Уравнение (18) обеспечивает выполнение первого условия (3). Следует отметить, что выбранная коррекция не единственная. Можно внести коррекцию в управление $U_{2j}(t)$ и $U_{3j}(t)$ $(j = 1,2)$, а так же все управления совместно. Выбор этих управлений можно произвести, руководствуясь, например, критерием (5) или некоторым другим критерием.

Корректировка управлений, обеспечивающих выполнение второго условия (3) производится аналогично.

В случае трех БЛА сначала корректируются управления, обеспечивающие выполнения условий (3) для первого и второго, затем производится корректировка управлений третьего БЛА, обеспечивающая выполнение условий (3) для первого и третьего, второго и третьего одновременно. В общем случае следует поступать в такой же последовательности.

Мы рассмотрели перестройку БЛА при заданном $T > 0$ и неограниченных значениях функционалов (5). При ограничении функционалов (5) величинами L_j выбирается минимальное $T > 0$ при котором возможна пространственная перестройка по следующему правилу. Выбирается некоторое $T_1 > 0$. Решается задача пере-

стройки при T_1. Вычисляются значения функционалов (5). Если значения превосходят L_j (хотя бы для одного j), то полагают значение $T_2 = 2T_1$, если опять значения превосходят L_j (хотя бы для одного j), то снова полагают значение $T_3 = 2T_2$, и т.д. Наступит момент T_n, когда значения функционалов все меньше L_j. В этом случае $T_{n+1} = (T_n + T_{n-1})/2$. Теперь в зависимости от соотношения значений функционалов (5) и L_j выбираем либо $T_{n+2} = (T_n + T_{n+1})/2$, либо $T_{n+2} = (T_{n-1} + T_{n+1})/2$ и т.д. В результате получим значение T_*, Если же значения функционалов на первом шаге не превосходят L_j, то выбираем $T_2 = T_1/2$, и т.д.

Решение задачи (1)-(3) осуществляется по следующей схеме. Представим функции

$$f_j(q_j, \dot{q}_j) = f_{j0} + \beta_j q_j + \alpha_j \dot{q}_j + f_j^*(q_j, \dot{q}_j), j = 1, \dots, n,$$

где функции $f_j^*(q_j, \dot{q}_j)$ содержат слагаемые, начинающиеся с квадратичных и выше. Постоянные f_{j0} отнесем к функциям управления $U_j(t)$, т.е. они компенсируются постоянной составляющей управления. В результате уравнения (1) примут вид

$$m_j \ddot{q}_j + \beta_j q_j + \alpha_j \dot{q}_j + f_j^*(q_j, \dot{q}_j) = U_j(t), j = 1, \dots, n. \quad (21)$$

$$d_{jk} \le \left| q_j{}^{(k)}(t) - q_k{}^{(k)}(t) \right| \le D_{jk}, \ \ j, k = 1, \dots, n \quad (24)$$

Для решения задачи (2),(3),(21) строится итерационный процесс

$$m_j \ddot{q}_j{}^{(k)} + \beta_j q_j{}^{(k)} + \alpha_j \dot{q}_j{}^{(k)} + f_j^*(q_j{}^{(k-1)}, \dot{q}_j{}^{(k-1)}) = U_j{}^{(k)}(t), \quad (22)$$

$$q_j{}^{(k)}(t_1) = q_{j0}, \qquad \dot{q}_j{}^{(k)}(t_1) = q_{j0}, \qquad q_j{}^{(k)}(t_2) = q_{jT}, \qquad \dot{q}_j{}^{(k)}(t_2) = q_{jT} \quad (23)$$

$q_j{}^{(0)}(t) \equiv 0, j = 1, \dots, n$. На каждом шаге итерационного процесса (22)-(24) имеем линейную задачу, решение которой производится согласно изложенной выше схеме. Итерационный процесс сходится к решению задачи (1)-(3).

Рассмотренный алгоритм (в линейном варианте) получил программную реализацию на компьютере. Ниже приведены результаты численного моделирования пространственных перестроек БЛА для различных модельных ситуаций. Результаты приведены в безразмерных переменных. Предполагается, что все БЛА одинаковы, имеют следующие параметры: $m_j = 5, \alpha_j = 0.1$, время $T = 10$. Движение БЛА происходит в плоскости $z = 3$. Начальные и конечные координаты x_{j0}, y_{j0} и x_{jT}, y_{jT} приведены на рисунках, начальные и конечные скорости $\dot{x_{j0}} = 0, \dot{x_{j0}} = 0$, $\dot{x_{jT}} = 0, \dot{y_{jT}} = 2$, $d_{jk} = 1$. Рассматривается задача построения управления, минимизирущего функционал (5) и обеспечивающего выполнение левого условия (3) (уход от столкновений).

На рисунках 1 и 2 представлены результаты моделирования процесса перестройки двух БВС с пересечением траекторий без корректирующего управления и с корректирующим управлением соответственно. Здесь и далее на рисунках точками разных цветов обозначены разные БВС, окружности с центром в этих точках – минимальное расстояние d_{jk}, на которое БВС могут приблизиться друг к другу. Цветные линии – траектории движения соответствующего по цвету БВС.

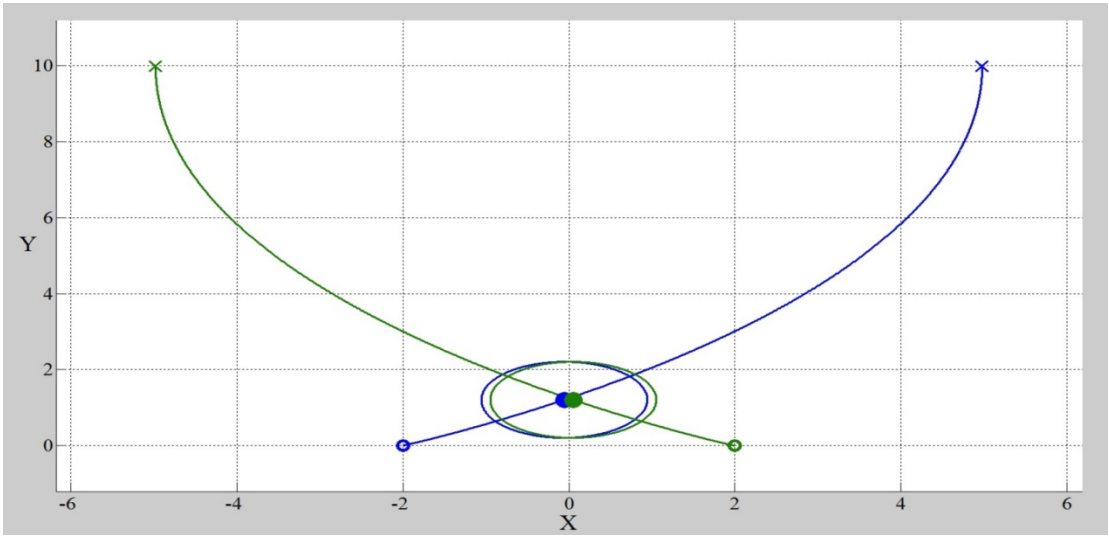


Рис. 1. Траектории полета двух БЛА без корректирующего управления (проекция на плоскость $OXY, z = 3$)

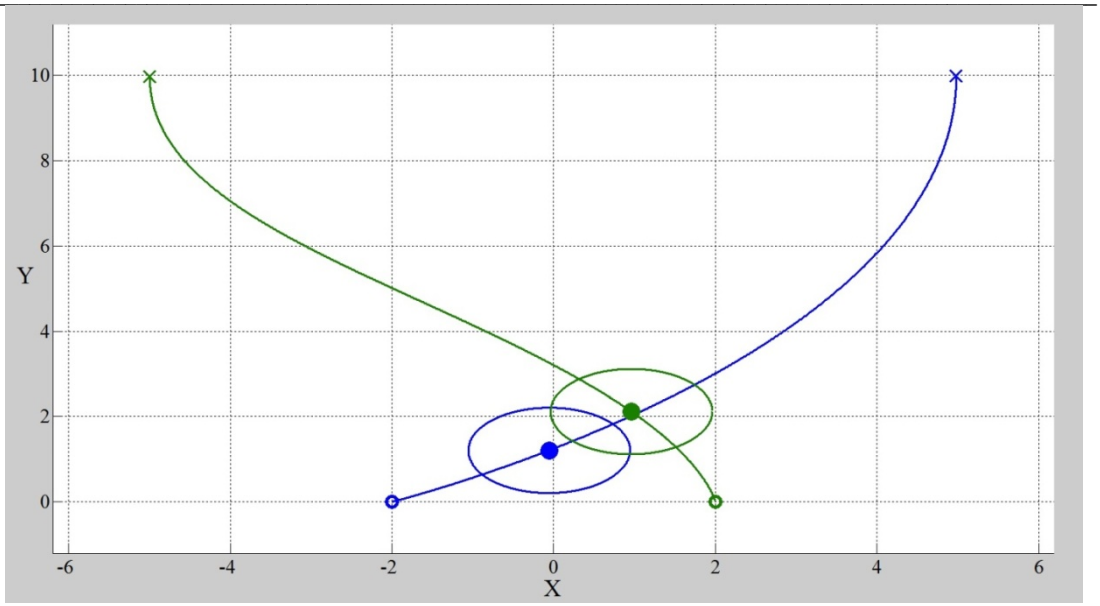


Рис. 2. Траектории полета двух БЛА с корректирующим управлением (проекция на плоскость OXY, z = 3)

Наибольший интерес в этом случае представляет момент непосредственно перед столкновением БВС без корректировки траектории (рис. 1).

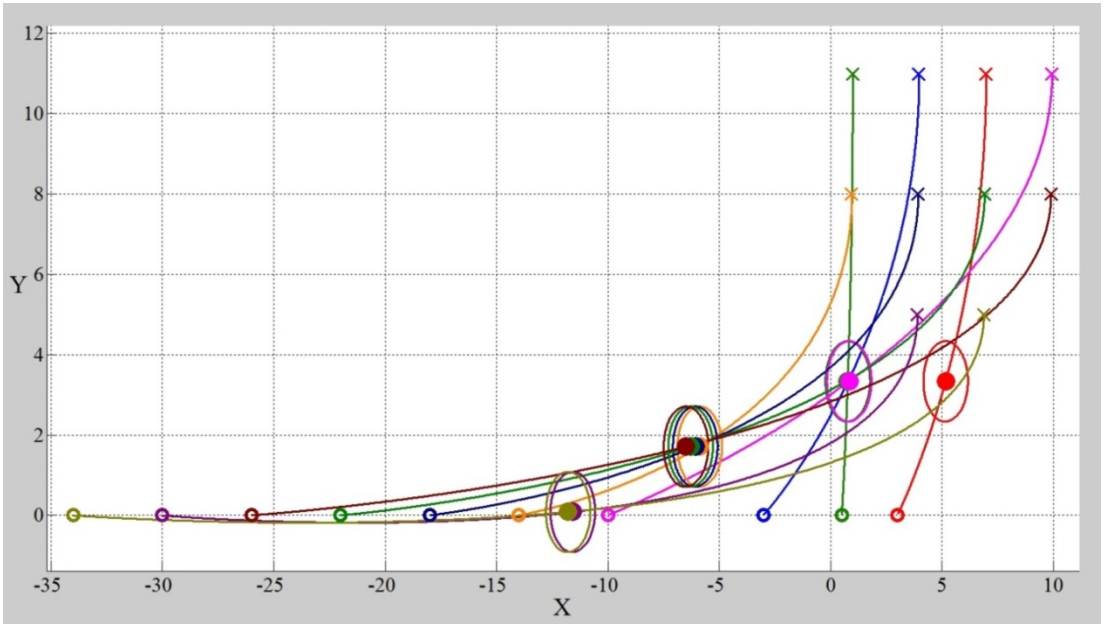


Рис. 3. Траектории полета десяти БЛА без корректирующего управления (проекция на плоскость $OXY, z = 3$)

На рисунке 2 запечатлен тот же момент времени, но траектория второго БВС скорректирована для предотвращения столкновения. Видно, что БВС не приближаются друг к другу ближе, чем на расстояние d_{jk}. На рисунках 3 и 4 показаны результаты моделирования аналогичной рассмотренной на рисунках 1, 2 ситуации для десяти БВС.

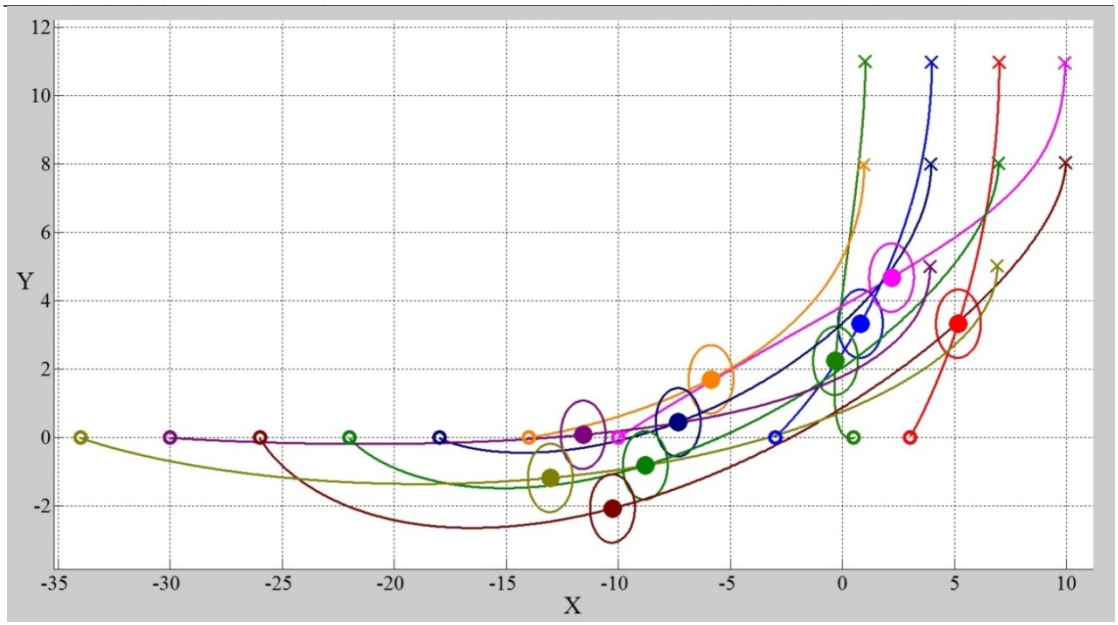


Рис. 4. Траектории полета десяти БЛА с корректирующим управлением (проекция на плоскость OXY, z = 3)

На рисунке 3 присутствуют 3 группы БЛА, которые без корректирующего управления сталкиваются друг с другом. На рисунке 4 показана та же ситуация в тот же момент времени что и на рис. 3, но с корректирующим управлением.

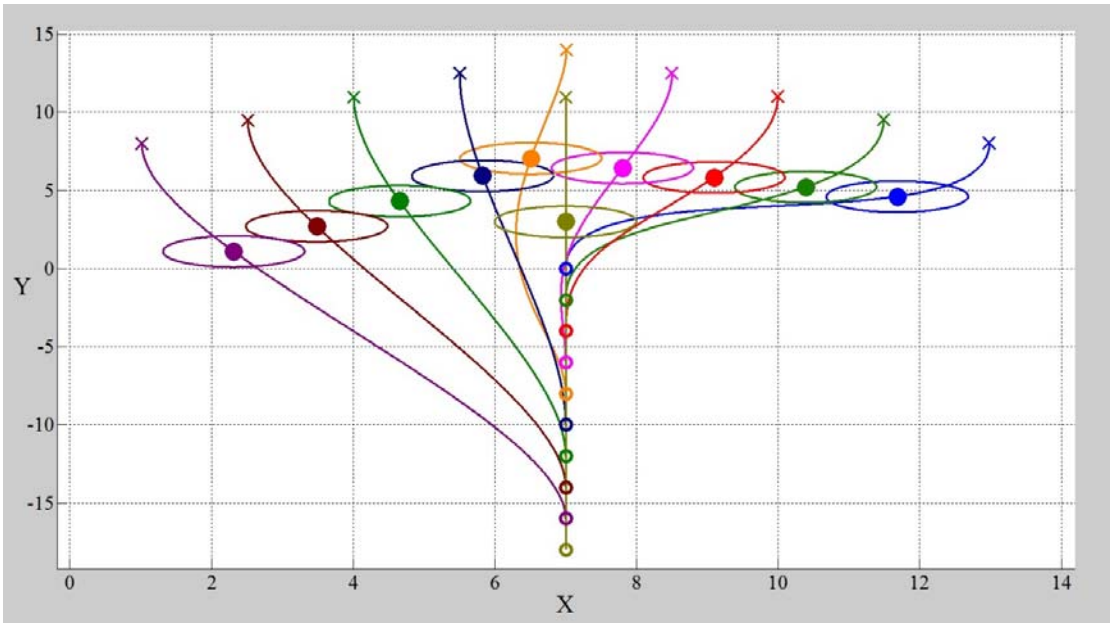


Рис. 5. Траектории полета десяти БЛА при перестройке из строя «колонна» в строй «клин»
(проекция на плоскость OXY, z = 3)

.

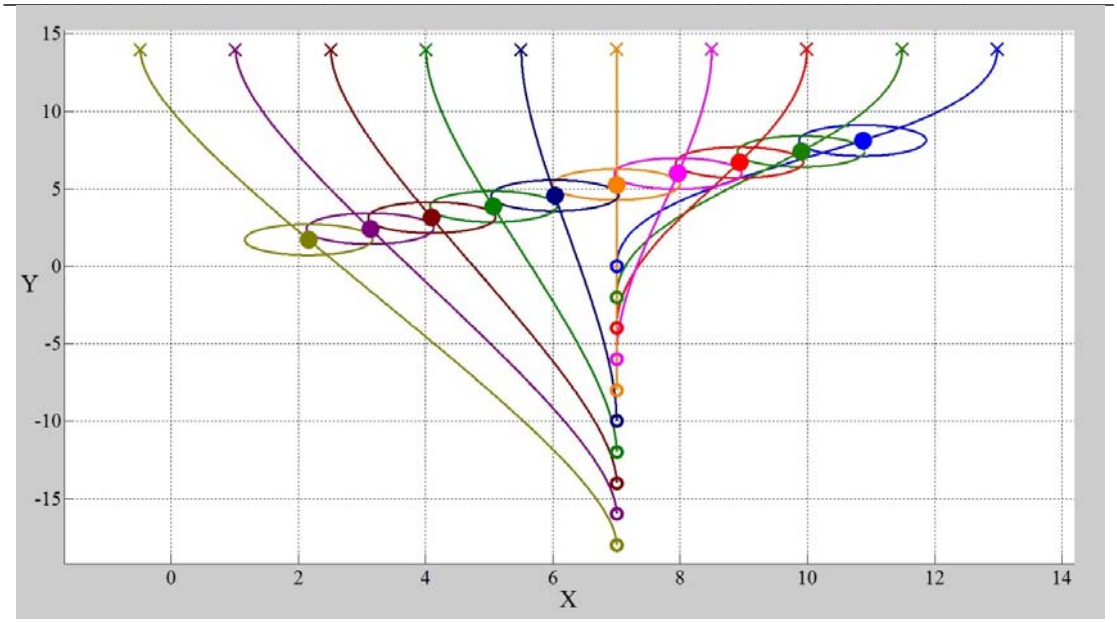


Рис. 6. Траектории полета десяти БВС при перестройке из строя «колонна» в строй «линия» (проекция на плоскость OXY, z = 3)

В заключение приведем постановку одной оптимизационной задачи, решение которой представляет большой практический интерес.

Найти для системы уравнений (1)-(3) управления $U_j(t)$ $(j = 1, \dots, n)$, реализующие условие

$$\min \max_{1 \le j,k \le n} \left| J(U_j) - J(U_k) \right|. \qquad (25)$$

Условие (25) означает, что пространственная перестройка группы БЛА происходит таким образом, при котором разброс энергетических затрат на пространственную перестройку каждого БЛА в группе минимален, т.е. каждый БЛА в группе расходует максимально близкие между собой значения заряда аккумулятора.

Литература

1. *Журавлев_В.Ф.* Основы теоретической механики. М.: Физматлит. 2001. 320 с.
2. *Кубышкин Е.П.* Оптимальное управление поворотом твердого тела с гибким стержнем // Прикладная математика и механика. 1992. Т. 56. вып. 2. С. 240-249.
3. *Кубышкин Е.П.* Оптимальное управление поворотом системы двух тел, соединенных упругим стержнем. Прикладная математика и механика. Т.78. вып.5. 2014. С. 656-670.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПЕНСАТОРА ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА БАЗЕ БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Лобов Евгений Михайлович,
Лобова Елизавета Олеговна,
Курочкин Андрей Александрович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,
lobov@srd.mtuci.ru

Аннотация

Предлагается вычислительно упрощенная схема устройства компенсации дисперсионных искажений, основанная на модификации классической 2M-канальной системы цифровых банков анализа-синтеза. Модификация заключается в добавлении дополнительных компенсационных задержек, фазовых сдвигов и интерполяционных фильтров в каналах синтеза, определяемые расчётным путем в зависимости от наклона частотной дисперсии ионосферного канала. Сокращение количества операций умножения и сложения достигается путем применения полифазной структуры фильтров синтеза и анализа и применения алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) Кули-Тьюки. Фильтры интерполяторы необходимы для решения задачи компенсации групповых задержек в подканалах, равных дробным значениям интервалов дискретизации до ее повышения.

Ключевые слова: *широкополосные сигналы, ионосфера, частотная дисперсия, искажения, декаметровые радиолинии, банк цифровых фильтров.*

В последнее время установилась тенденция использования систем связи коротковолнового диапазона с повышением скорости передачи информации за счёт увеличения используемой полосы частот [1, 2]. При приёме таких сигналов необходимо учитывать влияние частотной дисперсии ионосферного канала, которая приводят к существенным искажениям полезного сигнала и снижению качества приема информации в целом [3-6]. С учётом вышеизложенного, актуальной задачей является оценка параметров частотной дисперсии ионосферного канала и разработка алгоритмов и устройств компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов. В системах широкополосной передачи данных для обработки сигналов активно используются цифровые банки фильтров [7, 11]. В работах [8, 9] был получен алгоритм компенсации дисперсионных искажений путём «выравнивания» задержек и компенсации фазовых сдвигов в отдельных подканалах банка фильтров, что приводит к внесению в систему банка анализа-синтеза дополнительных линий задержки перед фильтрами синтеза и к сдвигу фаз сигналов на $e^{-j\pi f_k^2 s}$. Предлагается вычислительно упрощенная схема устройства компенсации дисперсионных искажений. Снижения количества операций умножения и сложения предложено достичь путём применения алгоритма, предложенного в [10], основанного на использовании БПФ Кули-Тьюки и реализации фильтров анализа и синтеза в виде полифазных структур исходного фильтра прототипа. Такое решение ведёт к необходимости компенсации задержки сигналов в отдельных подканалах, равной дробному значению интервалов дискретизации на низкой частоте дискретизации. Поэтому, в отличие от решения, представленного в [8, 9], приведённая в докладе схема компенсации включает в себя соответствующий интерполяционный фильтр, работающий на низкой частоте дискретизации до ее повышения до исходного значения.

В качестве модели канала с частотой дисперсией принята модель канала с линейной зависимостью групповой задержки сигнала от центральной частоты (линейная дисперсионная характеристика с наклоном s [3]). Передаточная функция ионосферного канала в отсутствии многолучевого распространения сигнала может быть записана в форме

$$U(f) = \mathrm{e}^{-j\pi s f^2},\ f \in \left[-f_o/2;\ f_o/2\right] \qquad (1)$$

где f_o – частота дискретизации, s – наклон дисперсионной характеристики (наклон ДХ).

На рисунке 1 приведена схема банка-фильтров с компенсацией частотной дисперсии. Данная схема является классической схемой банка-фильтров, с внедрённой в систему синтеза компенсацией дисперсионных искажений [8, 9].

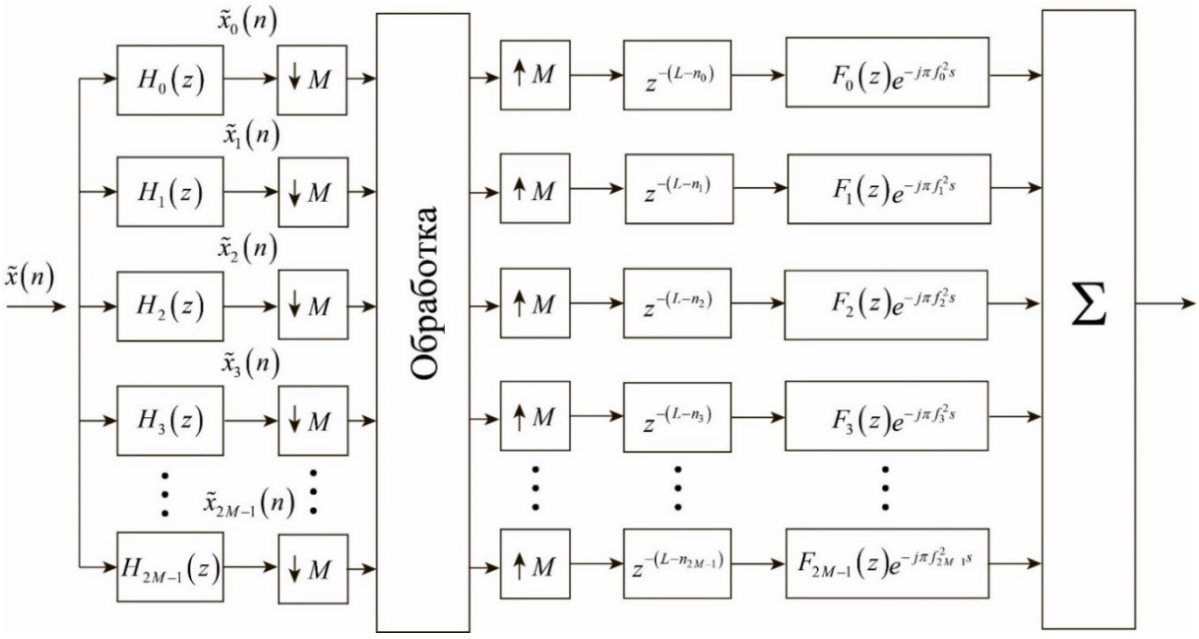


Рис. 1. Банк-фильтров с компенсацией частотной дисперсии

В приведенной схеме f_k – центральная частота *k*-го канала анализа-синтеза, $n_k = \mathrm{round}\left(const + sf_k\right) * f_o$ – групповая задержка сигнала в *k*-ом канале анализа-синтеза, возникающая вследствие частотной дисперсии, $\mathrm{round}(x)$ – функция округления до целого числа, F_s – частота дискретизации сигнала на выходе банка фильтров (т.е. после увеличения в М раз), $L - n_k$ – компенсационная задержка в *k*-ом канале. В результате компенсации, задержка сигнала во всех подканалах выравнивается до величины L отсчетов. Следует отметить, что компенсация групповой задержки происходит на высокой частоте дискретизации, т.е. после процедуры интерполяции. Это позволяет скомпенсировать задержку с точностью до интервала дискретизации $T = 1/f_o$. Компенсационные линии задержки и фазовые множители (которые заранее учитываются в импульсных характеристиках фильтров синтеза) не требуют дополнительных вычислений.

Количество комплексных умножений в подсистеме синтеза с компенсацией частотной дисперсии такого банка фильтров, выполняемое за один такт $T = 1/f_o$, равно $2N$, а соответствующее количество комплексных сложений - $2N-1$, где N – длина фильтров синтеза (анализа).

На рисунке 2 приведена вычислительно упрощенная схема компенсации частотной дисперсии банком фильтров. Для сокращения количества вычислительных операций, был применен алгоритм, изложенный в [10]. Основная идея такого алгоритма состоит в представлении фильтров синтеза (и анализа) в виде набора полифазных компонент $E_k(z)$ исходного фильтра прототипа, применении алгоритма БПФ Кули-Тьюки и обработке сигнала на низкой частоте дискретизации (т.е. до ее повышения в М раз).

Как видно из рисунка 2 схема компенсации частотной дисперсии, внедрённая в систему синтеза, претерпела изменения. В предлагаемой схеме компенсация групповой задержки осуществляется на низкой частоте дискретизации. При этом уже нельзя ограничиться внедрением компенсационных линий задержек, т.к. погрешность компенсации задержки будет в М раз больше (т.к. интервал дискретизации в М раз больше). В таком случае возникает необходимость во внедрении интерполяционных фильтров, компенсирующих дробную задержку. Поэтому в схему компенсации внедрена система КИХ фильтров $K_k(z)$, $k = 0...2M-1$, устраняющих дробную задержку, посредством переоцифровки сигнала с помощью интерполяционного полинома 19 степени, и линия задержки $z^{-\tilde{n}_k}$, устраняющая целую часть задержки, $\tilde{n}_k = \mathrm{round}\left(f_k s F_o\right)$, $\mathrm{round}(x)$ – функция, осуществляющее выделение целой части дробного числа x. Предварительная интерполяция в M_0 раз осуществляется с целью уменьшения искажений сигнала, вызванных неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ интерполяционного КИХ-фильтра. Повышая предварительно частоту дискретизации в M_0 раз, основной диапазон частот, в котором находится сигнал, расширяется. Это позволяет, обрабатывая одну копию сигнала в частотной области, уменьшить амплитудно-фазовые искажения, вносящие интерполяционным КИХ-фильтром при ком-

пенсации групповой задержки. Значение M_0 выбирается небольшим: 1 (без интерполяции), 2 или 4. Длина интерполяционного КИХ фильтра при этом равна $N_{\text{inter}} = N_{poly} M_0 - 1$.

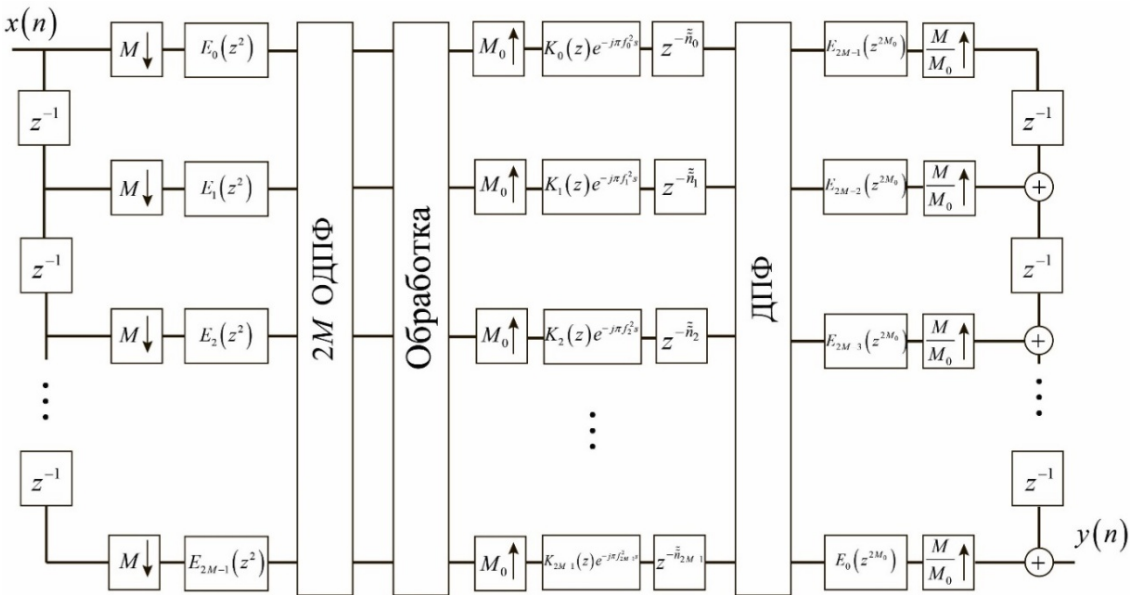


Рис. 2. Вычислительно упрощенная схема банка фильтров с компенсацией частотной дисперсии

Количество комплексных умножений в вычислительно упрощенная системе синтеза с компенсацией частотной дисперсии, выполняемое за один такт $T = 1/f_\partial$, равно $\frac{M_0}{M}\left[\frac{N_{poly}M_0 - 1}{M_0} + M\log_2(2M) + N\right]$, количество комплексных сложений – $\frac{M_0}{M}\left[\frac{N_{poly}M_0 - 1}{M_0} - 1 + 2M\log_2(2M) + 2M\left(\frac{N}{2M} - 1\right)\right] + 2M_0 - 1$, $N_{poly} - 1$ – порядок интерполяционного полинома.

На рисунке 3 представлены зависимости общего количества вычислительных операций над вещественными числами от количества фильтров в банке соответственно для $M_0 = 2$. Из рисунка 3 видно, что количество операций умножения и сложения в упрощенной схеме синтеза с компенсацией дисперсионных искажений минимум на полтора порядка меньше, чем в классической схеме синтеза с компенсацией.

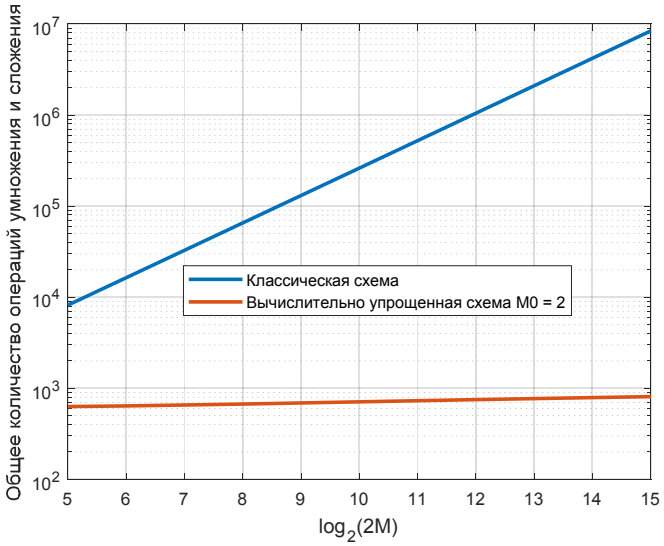


Рис. 3. Сравнение общего количества операций сложения и умножения в классической схеме банка фильтров и вычислительно упрощенной схеме с внедрённой компенсацией частотной дисперсии

На рисунке 4 приведены зависимости количества вычислительных операций для вычислительно упрощенной схемы без компенсации дисперсионных искажений и с компенсацией от количества фильтров в банке. Из рисунка можно сделать вывод, что применение устройства компенсации в вычислительно упрощенной схеме повышает количество операций примерно в M0 раз, если пренебречь операциями, выполняемыми интерполятором на низкой частоте дискретизации.

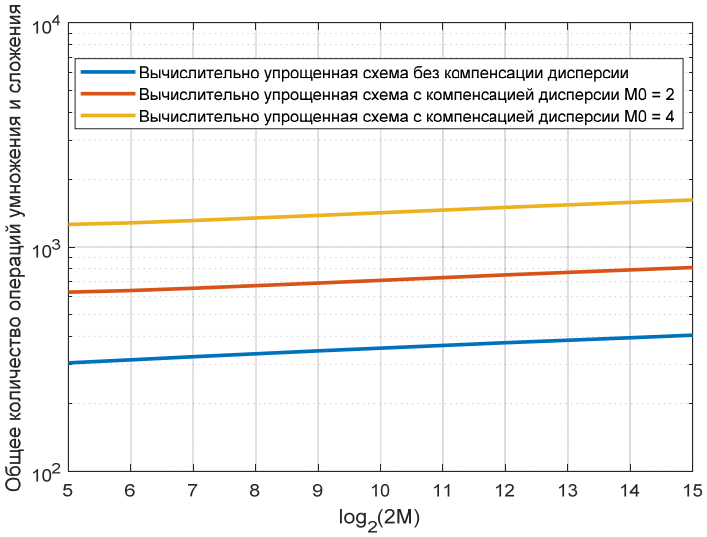


Рис. 4. Сравнение общего количества операций сложения и умножения в вычислительно упрощенной схеме без устройства компенсации и с внедрённой компенсацией частотной дисперсии

Для проверки работоспособности предложенной схемы, было проведено моделирование DFT банка фильтров с использованием широкополосного шумоподобного ФМ сигнала, синтезированного на основе M -последовательности длиной 2047, ширина спектра сигнала составила $\Delta F = 500$ кГц, ширина полосы пропускания одного фильтра $\Delta f = 15.625$ кГц, число каналов банка фильтра $2M = 64$, длина фильтров $N = 1024$, $M_0 = 2$, порядок интерполирующего полинома $N_{poly} - 1 = 19$, длина фильтра-интерполятора $N_{\text{inter}} = 39$, наклон дисперсионной характеристики (ДХ) $s = 80$ мкс/МГц.

На рисунке 5 приведены результаты моделирования в виде сравнения откликов согласованного фильтра (СФ) для трёх случаев:

– отсутствия влияния дисперсионных искажений на сигнал;
– частотная дисперсия искажает сигнал, компенсации нет;
– частотная дисперсия искажает сигнал, компенсация банком фильтров присутствует.

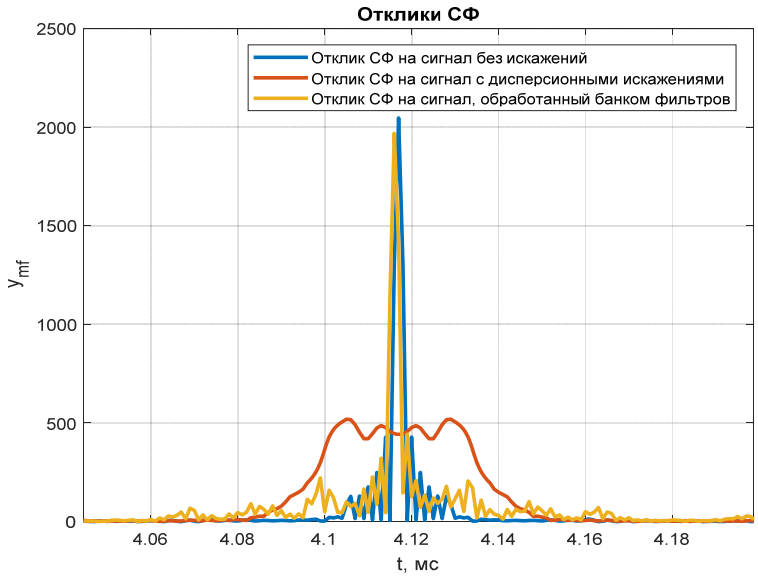


Рис. 5. Сравнение откликов СФ на сигнал, неискажённый частотной дисперсией, искажённый частотной дисперсией и сигнал с компенсацией дисперсионных искажений при $s = 80$ мкс/МГц

Из приведённых откликов СФ видно, что выигрыш при компенсации дисперсионных искажений предложенным методом (см. рис. 5) составляет около 11,5 дБ, потери при компенсации – 0,3 дБ.

В предложенном докладе достигается сокращение количества операций умножения и сложения минимум на полтора порядка по сравнению со схемой компенсации, основанной на классическом банке-фильтров. Показано, что применение устройства компенсации при $M_0 = 2$ в вычислительно упрощенной схеме повышает количество операций примерно в два раза. Также показана работоспособность предложенной вычислительно упрощенной схемы компенсации дисперсионных искажений. Выигрыш при компенсации предложенным методом составил около 11,5 дБ, потери при компенсации – 0,3 дБ.

Литература

1. MIL-STD-188-110C, «Military standard - interoperability and performance standards for data modems», US Department of Defense, January 3, 2012.

2. *Jorgenson M.B., Johnson R.W., Nelson R.W*. An Extension of Wideband HF Capabilities / IEEE Military Communications Conference, 2013, pp. 1202-1206.

3. *Иванов Д.В*. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. 266 с.

4. *Лобов Е.М., Косилов И.С*. Расчет помехоустойчивости широкополосных ионосферных радиолиний с применением шумоподобных сигналов на основе данных прогнозирования // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 11. С. 68-70.

5. *Lobova E.O., Lobov E.M., Kandaurov N.A., Kosilov I.S., Elsukov B.A.* Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms / 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO 2017), Kazan, 3-4 July, 2017, 7 p. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997537

6. *Лобов Е.М., Смердова Е.О*. Исследование качества алгоритмов оценки наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала // Электросвязь. 2017. № 6. С. 28-31.

7. *Витязев В.В*. Многоскоростная обработка сигналов. М.: Горячая линия – Телеком. 2017. 336 с.

8. *Лобов Е.М., Лобова Е.О., Елсуков Б.А*. Устройство компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров // DSPA, 2018.

9. *Lobova E.O., Lobov E.M., Elsukov B.A.* Wideband signals dispersion distortion compensator based on digital filter banks / 2018 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, Moscow, 14-15 March 2018, 4 p. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350615

10. *Karp T., Fliege N.J.* Modified DFT Filter Banks with Perfect Reconstruction // IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, 11, pp. 1404-1414, DOI: 10.1109/82.803480

11. *Платонов О.И., Лобов Е.М.* Цифровые банки фильтров анализа-синтеза сигналов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2017. Т. 4. № 1. С. 24-29.

ТЕСТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ЛОРЕНЦА, РЕАЛИЗОВАННОЙ НАД КОНЕЧНЫМ ПОЛЕМ ГАЛУА

Логинов Сергей Сергеевич,
Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева,
Кафедра радиоэлектронных и квантовых устройств, г. Казань, Россия,
sslogin@mail.ru

Зуев Максим Юрьевич,
Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева,
Кафедра радиоэлектронных и квантовых устройств, г. Казань, Россия,
maxzv93@yandex.ru

Аннотация

Рассмотрены тесты FIPS 140-2 нового класса генераторов псевдослучайных сигналов, построенных на основе модифицированной системы Лоренца, реализованной над конечным полем Галуа. Получены оценки соответствия двоичных последовательностей, формируемых на основе системы Лоренца требованиям теста FIPS 140-2 при вариации параметров системы. Результаты работы могут быть использованы при построении систем связи с широкополосными сигналами, моделировании и криптографии.

Ключевые слова: *генераторы псевдослучайных сигналов, система Лоренца, статистические характеристики, FIPS 140-2.*

Введение

Динамические системы с хаотическим поведением используются в радиотехнике и телекоммуникациях как для описания радиоэлектронных схем [1], так и в качестве новых носителей информации [2]. Нелинейные радиоэлектронные устройства и системы характеризуются большим разнообразием регулярных и хаотических мод. Поэтому одним из перспективных приложений нелинейных систем с хаотической динамикой является формирование псевдослучайных сигналов с требуемыми статистическими характеристиками в системах связи, моделирования и криптографии.

В настоящее время достаточно широко исследованы нелинейные динамические системы Чуа, системы фазовой автоподстройки частоты, системы связанных генераторов, кольцевые автоколебательные системы Дмитриева-Кислова, генераторы с инерционной нелинейностью Анищенко-Астахова, системы на основе элементов задержки с сумматорами по модулю, нелинейные отображения Бернулли, Хенона, Лози с хаотической динамикой [3,4].

Практическая реализация генераторов хаотических сигналов на основе элементов аналоговой электроники возникают существенные проблемы с воспроизводимостью сигналов на передающем и приемном концах канала связи, что существенно ограничивает применение подобных сигналов и вызывает необходимость разработки цифровых генераторов. Цифровые реализации динамических систем позволяют добиться воспроизводимости статистических характеристик формируемых сигналов. Квазирезонансные воздействия на параметры систем и параметры временной сетки позволяют получить качественное улучшение статистических характеристик сигналов [5-7]. Ограничения на возможность использования цифровых реализаций генераторов псевдослучайных сигналов связаны с зачастую низким быстродействием микросхем. Однако развитие элементной базы, упрощение используемой арифметики может существенно улучшить возможности практического построения генераторов.

Генераторы псевдослучайных сигналов на основе модифицированной системы Лоренца

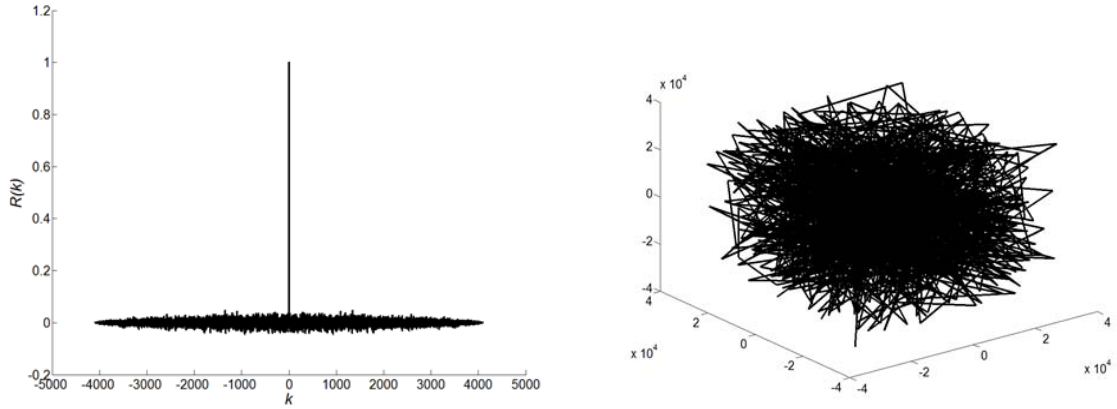
В процессе практической реализации систем на элементах программируемой логики важным является использование более простых форматов представления данных с наименьшим возможным числом разрядов. Это могут быть форматы с фиксированной запятой, а также целые числа. В последнем случае система, представленная вместо арифметики с плавающей запятой в целочисленном формате, полностью теряет связь с исходной динамической системой.

На основе некоторой первоначальной системы формируется новая система, в которой все операции выполняются над числами в полях Галуа соответствующей размерности. В качестве исходной динамической системы, которая подвергается модификации, в работе выбрана динамическая система Лоренца [3]

$$\begin{cases} X_{i+1} = X_i + t \times (\sigma \times X_i + \sigma \times Y_i), \\ Y_{i+1} = Y_i + t \times (r \times X_i + Y_i + X_i \times Z_i), \\ Z_{i+1} = Z_i + t \times (b \times Z_i + X_i \times Y_i); \end{cases} \quad (1)$$

где t – шаг интегрирования; r, σ, b –параметры системы, а все операции в уравнениях производятся над полем Галуа.

Базовыми характеристиками генераторов псевдослучайных сигналов являются [5] статистические характеристики: автокорреляционные функции, гистограммы, а также фазовые портреты. Автокорреляционная функция сигнала X и фазовый портрет сигналов системы (1) показаны на рис. 1.



а) б)

Рис. 1. Автокорреляционная функция реализации сигнала (а) и фазовый портрет (б) системы (1)

По рисунку 1 видно, что автокорреляционная функция сигнала X системы (1) достаточно быстро спадает и имеет относительно малый уровень боковых лепестков. Фазовый портрет показывает достаточно равномерное заполнение траекториями фазового пространства. Поэтому представляется более глубокий анализ качества формируемых системой (1) последовательностей.

Американским национальным институтом стандартов и технологий (The National Institute of Standards and Technology – NIST) разработаны специализированные тесты FIPS 140-2 для оценки степени «случайности» генераторов псевдослучайных сигналов.

Кроме указанных оценок качества работы генераторов псевдослучайных сигналов существуют дополнительные тесты, позволяющие анализировать эффективность формируемых последовательностей. К ним относятся:

– гистограммы, предназначенные для наблюдения за частотой появления символов в последовательностях;

– блочные тесты на частоту, когда последовательность разбивается на блоки длиной M бит, и для каждого рассчитывается частота появления единиц и то, насколько она близка к эталонному значению – $M/2$;

– проверка серий, позволяющая проверить наличие зависимости следующих друг за другом пар и троек чисел;

– проверка максимального размера серии единиц, когда исследуется длина наибольшей непрерывной последовательности единиц и сравнивается с длиной такой цепочки для случайной последовательности;

– проверка на монотонность, необходимая для контроля равномерности появления участков невозрастания и неубывания последовательностей;

– тест с неперекрывающимися непериодическими шаблонами, который показывает число заранее заданных битовых строк (шаблонов) в последовательности;

– тест на перекрывающиеся периодические шаблоны, показывающий количество заранее определенных шаблонов (периодичных битовых последовательностей) в тестовой последовательности;

– универсальный статистический тест, который служит для определения сжимаемости последовательности.

Целью данной работы является оценка с помощью тестов FIPS 140-2 качества сигналов, формируемых на основе динамической системы Лоренца, реализованной над конечным полем Галуа $GF(2^{16})$.

Исследуемая система была получена на основе исходной системы Лоренца [3,7] путем представления всех используемых при численном интегрировании системы методом Эйлера чисел в формате unsigned integer 16 и замене арифметических операций на операции над полем Галуа $GF(2^{16})$.

Тесты FIPS 140-2

Тест FIPS 140-2 состоит из следующих проверок:

1. Monobit Test состоит в подсчете количества нулей и единиц в последовательности фиксированной длинны N и считается пройденным в случае попадания количества как нулей, так и единиц в требуемый интервал, приведенный в таблице 1.

2. Poker Test заключается в проверке независимости и равномерности распределения, состоит в объединении последовательно стоящих 4-х битных последовательностей и подсчете по формуле:

$$N = \frac{16}{5000}\sum_{i=1}^{16} f(i)^2 - 5000 \qquad (2)$$

Далее проверяется попадание значения в требуемый интервал в табл. 1.

3. Run Test состоит в подсчете количества последовательностей рядом стоящих последовательностей ‘010’ и ‘101’ для Run Test – 1, тест считается пройденным при попадании в интервал приведенный в табл. 1. Аналогичные требования существуют и для других размерностей типовых последовательностей.

4. Long Run Test состоит в подсчете последовательностей количества 26 последовательно стоящих единиц и нулей. Тест считается пройденным при отсутствии последовательностей.

Требования к приведенным тестам для последовательностей длинной 20000 приведены в таблице 1 [6].

Таблица 1

Требования к тестам FIPS 140-2

Тест	Требуемый интервал
Monobit Test	9.725 ~ 10.275
Poker Test	2.16 ~ 46.17
Run Test - 1	2493.6 ~ 2506.9
Run Test - 2	1244.9 ~ 1253.8
Run Test - 3	527 ~ 723
Run Test - 4	240 ~ 384
Run Test - 5	103 ~ 209
Run Test – 6+	103 ~ 209

Результаты тестирования с использованием теста FIPS 140-2

Получены реализации сигналов длинной 20000 бит системы (1) при вариации параметров r, σ, b. Для каждого из значений параметров было получено 1000 трехмерных реализаций последовательностей, которые подвергались тестированию в соответствии с разделом III. Оценено соответствие реализаций требованиям, приведенным в табл. 1. В случае, если одна из переменных трехмерных реализаций не проходила один из тестов, то тест считался не пройденным.

При случайной вариации параметра r с доверительной вероятностью 0,98 число последовательностей, удовлетворяющих требованиям теста FIPS 140-2 не менее 991. При вариации σ и b число последовательностей не менее 993. Таким образом, сформированные двоичные последовательности сигналов удовлетворяют требованиям тестов FIPS 140-2.

Системы типа (1) могут быть реализованы с использованием относительно простых программируемых логических интегральных схем и сигнальных процессоров благодаря использованию арифметики над полем Галуа произвольной размерности. Трехмерность реализаций псевдослучайных последовательностей может быть использована для создания систем маскирования и криптографической защиты изображений. Наряду с этим возможно использование полученных последовательностей в системах связи с прямым расширением спектра и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

Заключение

Новые генераторы псевдослучайных сигналов на основе модифицированной системы Лоренца, реализованной над полем Галуа обладают привлекательными для приложений в системах связи, моделирования и криптографии статистическими характеристиками. Двоичные трехмерные сигналы, формируемые на основе системы Лоренца, реализованной над полем Галуа $GF(2^{16})$, соответствуют требованиям, предъявляемым тестами FIPS 140-2.

Литература

1. *Afanasiev V.V., Danilayev M.P., Loginov S.S., Polskiy Y.E.* Variable multimode models of complex dynamic systems/ // Proceedings of SPIE Vol. 9156, Optical Technologies for Telecommunications 2013, 91560H (April 4, 2014). DOI:10.1117/12.2054235.

2. *Danilaev M.P., Afanasiev V.V., Loginov S.S., Polsky Y.E.* Diagnostics and stabilization of multimode nonlinear radio physics systems (2017) 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, статья № 7997516. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997516

3. *Карлов Н.В., Кириченко Н.А.* Колебания, волны, структуры. М.: Физматлит, 2003. 496 с.

4. *Афанасьев В.В., Логинов С.С., Польский Ю.Е.* Формирование псевдослучайных сигналов с управляемыми корреляционными характеристиками на основе систем с динамическим хаосом // Инфокоммуникационные технологии, Т.6, №2, 2008. С. 19-22.

5. *Zuev M.Yu., Loginov S.S.* Generation of pseudo-random signals based on a modified Lorenz system, realized over a Galois finite field. // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018, pp. 1-4. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350594

6. *Lequan Min, Tianyu Chen, Hongyan Zang.* Analysis of FIPS140-2 Testand Chaos-Based Pseudorandom Number Generator // Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM) 2:273-280, 2013.

7. *Логинов С.С.* Генераторы псевдослучайных сигналов на основе системы Лоренца, реализованной над конечным полем Галуа // Нелинейный мир. №5. Т. 15, 2017. С. 26-29.

МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ПОЛЯХ ГАЛУА ДЛЯ БЫСТРОГО ПОИСКА ПО ЗАДЕРЖКЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛДА

Михайлов Владимир Юрьевич,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
Профессор, доцент, д.т.н., Москва, Россия,
mihvj@yandex.ru

Мазепа Роман Богданович,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
Зав. кафедрой, профессор, к.т.н., Москва, Россия,
mrb402@mai.ru

Аннотация

Объект рассмотрения – асинхронно-адресные системы, использующие кодовое разделение абонентов. Предмет анализа – квазиортогональные ансамбли сигналов на основе последовательностей Голда, обеспечивающие разделение абонентов при воздействии имитационных и сигналоподобных помех, и устройства их обработки. Цель анализа – оптимизация устройств поиска по задержке последовательностей Голда, способных адаптироваться к изменению структуры сигналов, составляющих ансамбли. Решение базируется на принципах и математических моделях, разработанных авторами: принципе быстрых преобразований в полях Галуа, алгебраической модели представления и структуре устройств быстрого поиска по задержке подкласса последовательностей, построенных на основе кодов Голда.

Данная статья посвящена построению моделей быстрых преобразований в полях Галуа и устройств поиска на их основе, близких по эффективности к оптимальной параллельной схеме, и способных оперативно адаптироваться к применению и (или) изменению структуры кодов Голда, на основе которых формируются ансамбли квазиортогональных сигналов. Ключевыми особенностями описанного метода обработки являются реализация корреляционного приема совокупности синхронизированных выборок коротких последовательностей идентичной структуры и накопление символов множества копий короткой последовательности, полученных из исходной кодовой последовательности Голда. Использованные принципы раздельной синхронизации по компонентам задержки и быстрые преобразований в полях Галуа обеспечивают большое разнообразие вариантов построения устройств поиска, что может быть использовано для обеспечения компромисса между скоростью и сложностью поиска, как это достигается в известных последовательно-параллельных схемах. Показано, что предложенные модели быстрых преобразований вместе с моделью устройства поиска обеспечивает высокий уровень адаптации к изменению структуры сигнала. Предлагаемые варианты схемы поиска выполняют прием и первичную обработку кодовых последовательностей в реальном времени, что выгодно отличает их от известных схем, выполняющих быстрые преобразования другими методами. Результаты работы будут полезны специалистам, занимающимся проектированием инфокоммуникационных систем, использующих сложные сигналы с большой базой и изменяемой структурой для обеспечения защиты от исследования и воздействия сигналоподобных помех.

Ключевые слова: *асинхронно-адресные системы, структурная избыточность, быстрый поиск по задержке, квазиортогональные ансамбли сигналов, коды Голда; поля Галуа, быстрые преобразования.*

Введение

В асинхронно-адресных системах передачи информации требуется создание больших ансамблей квазиортогональных кодовых последовательностей высокого качества, гарантирующих малые допустимые уровни междуканальных помех и высокую надежность доставки информации. Класс систем, включающий асинхронно-адресные системы передачи информации с кодовым разделением каналов, интенсивно развиваясь, наиболее требовательны к выбору ансамблей сложных кодированных сигналов [1]. Они должны быть сложными (иметь большую базу) и вместе с тем способными к быстрой и энергетически эффективной обработке в условиях отсутствия выделенных каналов синхронизации. Современные условия функционирования систем рассматриваемых классов диктуют дополнительные жесткие требования к формированию ансамблей сигналов, обладающих высокой структурной избыточностью, позволяющей парировать воздействие сигналоподобных помех. Все это способствует созданию и развитию методов, алгоритмов и устройств эффективной обработки ансамблей кодо-

вых последовательностей большой длины и различной структуры. Различным аспектам решения проблем в указанном направлении посвящено множество работ. Следует отметить работу [2], в которой для поиска М-последовательностей по задержке предложен метод быстрого преобразования Уолша. Полезными являются методы, использующие адаптивный порог [3, 4], методы, использующие составные (комбинированные) последовательности [5, 6] различные варианты реализации двухэтапного, параллельно-последовательного поиска [7-11].

В [12] был описан принцип быстрых преобразований в полях Галуа, на основе которого выполнено теоретическое обоснование метода быстрого поиска по задержке подкласса кодовых М-последовательностей. Наилучшими характеристиками для ускоренного поиска обладают М-последовательности, генерируемые с помощью регистров сдвига с четным числом разрядов n = 2p. В [13] представлен подход к оценке производительности устройства поиска рассматриваемого типа. Работа [14] была посвящена проблемам построения ансамблей квазиортогональных кодовых последовательностей, обладающих высокой структурной избыточностью. Последовательности Голда обладают значительно большими возможностями построения ансамблей квазиортогональных кодовых последовательностей, однако менее изучены с точки зрения эффектов применения быстрых преобразования в полях Галуа.

Формулировка задачи

Главными элементами, обеспечивающими реализуемость и эффективность описанного в [12] метода, являются Демультиплексор и схема управления в виде запоминающего устройства (ЗУ) на рис.1 [12]. Эти элементы выполняют синхронизацию выборок коротких последовательностей с целью их накопления в сумматорах-накопителях. Найденная в [12] логика (алгоритм) работы указанных устройств подчиняется правилам отображения символов кодовой последовательности в абстрактные элементы поля Галуа и его подполей. Эти правила диктуют, что все возможные кодовые последовательности, порождаемые заданным полем, отображаются в те же элементы подполя Галуа, но в другом порядке. Именно это свойство и определяется как изоморфизм представления полей Галуа, а, следовательно, и порождаемых им М-последовательностей. Отсюда следует, что для поиска различных кодовых последовательностей в общем случае требуется своя логика синхронизации выборок коротких последовательностей с целью их накопления в сумматорах-накопителях. Разумеется, что ее можно найти, как это сделано в [12].

Целью настоящей статьи является обоснование существования и определение подмножества кодовых последовательностей Голда, для которого логика синхронизации коротких последовательностей не изменяется, или оперативно модифицируется, а, следовательно, общая структура быстрого поиска может быть применена для целого ансамбля кодовых последовательностей.

Базовая структура и варианты выполнения быстрых преобразований

Как показано в [12], ключевым для применения быстрых преобразований для варианта М-последовательностей $s(i^* + \tau) = S(\alpha^{i^*+\tau})$ длиной $N = 2^{2p} - 1$ символов является соотношение

$$T(\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)+j+\tau_1}) = T_p(\gamma^{i+\tau_0}\gamma_{j+\tau_1}), \quad (1)$$

где $T(x)$ – традиционная функция двоичного следа элемента $x \in GF(2^{2p})$;

$S(x) = \varphi(T(x))$; $\varphi(\cdot) = \begin{cases} +1 \text{ при } T(x) = 0; \\ -1 \text{ при } T(x) = 1. \end{cases}$ – мультипликативная форма двоичного следа элемента x;

$T_p(y)$ – функция двоичного следа элемента $y \in GF(2^p)$;

$L = 2^p + 1$ – шаг взятия выборок (параметр децимации);

$i^* = (2^p + 1)i + j$ – целочисленный аргумент исходной последовательности;

$i = \overline{0, 2^p - 2}$ – целочисленный аргумент короткой последовательности;

$j = \overline{0, 2^p}$ – целочисленный параметр выборки;

$\tau = (2^p + 1)\tau_0 + \tau_1$ – целочисленная (полная) задержка исходной последовательности;

τ_0 – компонент сдвига короткой последовательности;

τ_1 – компонент смещения выборки;

$\gamma = \alpha^{(2^p+1)}$ – примитивный элемент подполя $GF(2^p)$;

$$\gamma_z = \alpha^z + \alpha^{z2^p} - \quad (2)$$

– функция преобразования элемента α^z исходного поля $GF(2^{2p})$ в элемент подполя $GF(2^p)$.

При обработке кодов Голда соотношение (1) приводится к следующему виду

$$T\left(\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)+j+\tau_1+\varepsilon}+\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)k+(j+\tau_1)k}\right)= \\ =T_{2^p}\left(\gamma^{i_1+\tau_0+\mu(j+\tau_1+\varepsilon)-\nu(j+\tau_1)}+\gamma^{(i_1+\tau_0)l}\right), \quad (3)$$

где $\tau=(2^p+1)\tau_0+\tau_1$, τ_0 и τ_1 имеют тот же смысл, что и ранее, ε представляет значение параметра последовательности Голда в используемом ансамбле;

$\mu(\,),\nu(\,)$ – функции, определенные следующим образом:

$\gamma^{\mu(j+\tau_1+\varepsilon)}=\alpha^{j+\tau_1+\varepsilon}+\alpha^{(j+\tau_1+\varepsilon)2^p}$, $j+\tau_1+\varepsilon\not\equiv 0 \bmod (2^p+1)$;

$\gamma^{\nu(j+\tau_1,k)l}=\alpha^{(j+\tau_1)k}+\alpha^{(j+\tau_1)k2^p}$, $j+\tau_1\not\equiv 0 \bmod (2^p+1)$;

$i_1=i+\nu(j+\tau_1,k)$,

k – параметр структуры второго компонента исходной последовательности Голда;

l – параметр структуры второго компонента короткой последовательности Голда.

Ансамбль исходных последовательностей Голда определяется параметром k структуры второго компонента последовательности Голда с условием $(k,N)=1$. Назовем его параметром ансамбля последовательности Голда в отличие от ε, играющего роль параметра типа последовательности Голда в текущем ансамбле, заданном параметром k. Таким образом, в общем случае, соотношение (3) можно рассматривать как совокупности коротких последовательностей Голда, структура которых определяется значениями параметров исходной последовательности Голда k и ε, и компонентой τ_1 полной задержки, а групповой сдвиг – компонентом τ_0. С позиции совместной обработки таких совокупностей интересными представляются следующие частные случаи типов кодов Голда:

1) множество $K_1=\{k\}$ удовлетворяет условию $k\left(2^p+1\right)\equiv\left(2^p+1\right) \bmod N$, или

$$k\equiv 1 \bmod\left(2^p-1\right); \quad (4)$$

2) множество $K_2=\{k_1,...,k_s,...,k_t,...\}$ удовлетворяет условию $k_s\left(2^p+1\right)\equiv k_t\left(2^p+1\right) \bmod N$, или

$$k_s\equiv k_t \bmod\left(2^p-1\right) \quad (5)$$

при любых k_s, k_t из K_2;

3) структура последовательностей Голда определяется выбором параметра $\varepsilon\equiv\varepsilon_1 \bmod(2^p+1)$, а параметр k считается фиксированным и произвольно выбранным.

Первый вариант является отображением последовательностей Голда на М-последовательности, а второй и третий – отображением исходных последовательностей Голда на короткие последовательности Голда. При этом, второй вариант характеризуется отображением подмножества типов последовательностей Голда на короткие последовательности Голда одного выбранного для передачи типа, а третий – отображением подмножества последовательностей Голда на короткие последовательности Голда фиксированной структуры, зависящей от выбранных параметров k, ε_1 и компонента τ_1. Далее рассматриваются возможности и детали оптимизации устройств поиска по задержке для всех вариантов отображения.

Отображение кодов Голда на коды максимальной длины

Из (3) и (4) вытекает следующее представление кодовой последовательности Голда данного типа

$$T\left(\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)}\left(\alpha^{j+\tau_1+\varepsilon}+\alpha^{(j+\tau_1)k}\right)\right)= \\ =T_{2^p}\left(\gamma^{(i+\tau_0)}\left(\gamma_{j+\tau_1+\varepsilon}+\gamma_{(j+\tau_1)l}\right)\right), \quad (6)$$

где $\gamma_{j+\tau_1+\varepsilon}$ и $\gamma_{(j+\tau_1)l}$ удовлетворяют (2).

Правая часть равенства (6) представляет множество коротких последовательностей длиной $N=2^p-1$ символов целочисленного аргумента *i* одной и той же структуры, имеющих общий неизвестный сдвиг τ_0 и различные сдвиги $\mu=f(j+\tau_1,\varepsilon,l)$, зависящие от компонента τ_1 полной задержки исходной последовательности, номера короткой последовательности j и параметра ε структуры исходного ансамбля последовательностей Голда, заданного параметром k:

$u\left(i+\tau_0+\mu\right)$.

Функция $f(j+\tau_1,\varepsilon,l)$ является расширением функции $f(j+\tau_1)$ [15] на случай последовательностей Голда.

Исключением является частный случай нулевого аргумента (6):

$\gamma_{j+\tau_1+\varepsilon} + \gamma_{(j+\tau_1)k} = 0$, при котором выборки отображаются на «вырожденные» короткие последовательности, состоящие из всех символов 0. Это происходит при выполнении условия

$$\alpha^{j+\tau_1+\varepsilon} + \alpha^{(j+\tau_1)k} = \gamma \in GF(2^p). \quad (7)$$

В работе [16] показано, что число решений M такого алгебраического уравнения определяет функцию взаимной корреляции (ФВК) М-последовательностей–компонентов последовательности Голда при тех же значении и смысле параметров k из (4) и ε, то есть:

$$\theta_k(\varepsilon) = \sum_{i=0}^{N-1} S(\alpha^{i+\varepsilon}) S(\alpha^{ik}) = 2^p (M-1) - 1. \quad (8)$$

Иными словами, количество «вырожденных» последовательностей, полученных в результате децимации равно количеству M решений уравнения (7) и в точности определяет значение ФВК для данных k и ε. Если существуют k и ε, при которых решения уравнения (7) отсутствуют, то ФВК (8) достигает минимально возможного уровня, совпадающего с уровнем автокорреляции М-последовательности. В этом случае можно было бы воспользоваться результатами [13]. Как показано в [16], необходимые условия выбора ε для достижения желаемого результата должны удовлетворять решениям следующей системы

$$\begin{cases} (\varepsilon, 2^p - 1) = 1; \\ \varepsilon \not\equiv 0 \bmod(2^p - 1); \\ \varepsilon \not\equiv 0 \bmod(2^p + 1). \end{cases}$$

Достаточные условия следует определять путем анализа ФВК (8). В частности, при p = 5, составляет чуть более трети от $N = 2^{2p} - 1$. В этих условиях соотношение (6) представляет совокупность коротких М-последовательностей одинаковой структуры, отличающихся циклическими сдвигами $\mu = f(j + \tau_1, \varepsilon, l) \in \mathrm{M}_{\varepsilon,\tau_1}$, совокупность которых на множестве $0 \le j < 2^p + 1$ для выбранного k сложным образом зависит от параметра последовательности Голда ε и компонента τ_1 полной задержки исходной последовательности. Вместе с тем, множества $\mathrm{M}_{\varepsilon,\tau_1}$ для заданного k могут быть однозначно определены, что позволяет выполнить поиск, обнаружение и синхронизацию исходной длинной последовательности Голда по параметрам ε и τ_1, оперируя параметрами совокупности коротких М-последовательностей, полученных в процессе децимации. На рисунке 1 приведена модель варианта устройства поиска последовательностей Голда рассматриваемого типа.

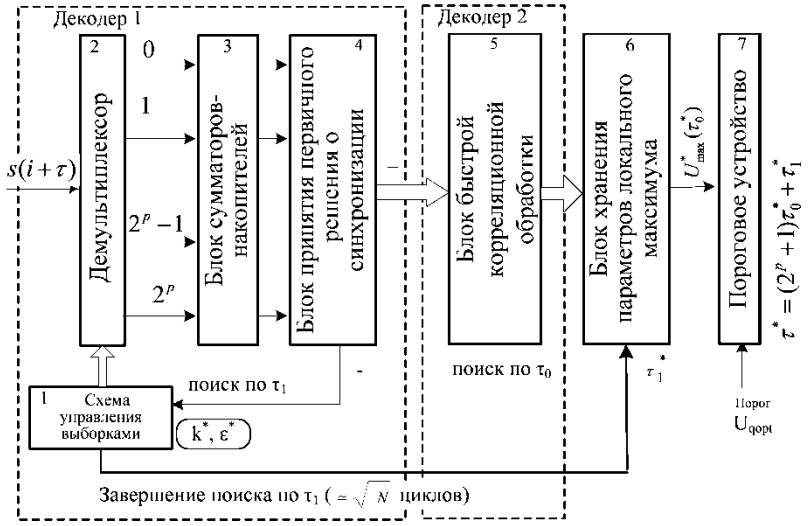


Рис. 1. Модель варианта устройства последовательного поиска последовательности Голда

На этом рисунке представлены следующие блоки.

1. (Схема управления выборками) – схема обеспечивающая синхронное накопление символов коротких М-последовательностей при $\tau_1 = 0$ и заданных параметрах k^*, ε^* последовательности Голда.

2. (Демультиплексор) – схема, выполняющая распределение принятых символов по накопительным «карманам» – каналам. Схема работает под управлением схемы управления выборками и ее логика не зависит от параметров k^*, ε^* последовательности Голда.

3. (Блок сумматоров-накопителей), в качестве которых могут быть использованы реверсивные счетчики разрядности p+1, аккумулирующие одноименные символы короткой последовательности при $\tau_1 = 0$. Логика работы этого блока инвариантна относительно структуры исходной последовательности и метода преобразования. Результат накопления не зависит и от наличия синхронизации по компоненту τ_0 полной задержки, что позволяет разделить поиск на два этапа.

4. (Блок принятия первичного решения о синхронизации) – блок, принимающий предварительное решение о синхронизации по компоненту τ_1 полной задержки на основании результата накопления символов короткой последовательности. Окончательное решение принимается по завершению полного цикла поиска. Логика работы этого блока инвариантна относительно структуры исходной последовательности и метода преобразования.

5 (Блок быстрой корреляционной обработки) – блок, обеспечивающий определение компонента τ_0 полной задержки. Логика работы данного блока инвариантна относительно структуры исходной последовательности и выбранного метода преобразования. При использовании согласованной фильтрации устройство становится беспоисковым и приобретает интерес благодаря малой длине коротких М-последовательностей. В любом случае, поскольку результат накопления в блоке 3 сохранен, декодирование короткой последовательности может быть выполнено значительно быстрее, чем обработка в реальном времени.

6 (Блок хранения параметров локального максимума) – блок, оптимально обеспечивающий получение максимального глобального результата корреляционной обработки по завершению цикла поиска.

7 (Пороговое устройство) – стандартный блок, не имеющий особенностей.

Особенностью этого варианта схемы поиска является то, что ее структура определяется только структурой блока 1 (Схемы управления выборками), зависящей от параметров k^*, ε^* исходной последовательности Голда. Блок 1 адаптирует схему поиска к изменению структуры кодовой последовательности в установленных границах. К сожалению, аналитически определить логику работы этой схемы возможно только путем моделирования. Структура декодера 2 для определения фазы короткой М-последовательности-компонента τ_0 общей задержки исходной последовательности Голда остается фиксированной. Поскольку представленная схема является развитием [12], то оценка эффективности поиска аналогична прототипу: для завершения полного цикла поиска требуется приблизительно в $\sqrt{N}$ раз меньше шагов по сравнению с традиционной последовательной процедурой поиска.

Размер ансамбля в рассматриваемом варианте отображения определяется величиной отношением числа примитивных многочленов в поле $GF(2^{2p})$ к числу таких многочленов в подполе $GF(2^p)$, т.е. $\varphi(2^{2p}-1)/\varphi(2^p-1)$, где $\varphi(x)$ - функция Эйлера, и количеством значений параметра ε последовательности Голда, при которых отсутствуют решения (7). Например, при p = 5 полный размер ансамбля составит величину приблизительно втрое превышающую длину исходной последовательности Голда.

Отображение подмножества типов последовательностей Голда на короткие последовательности Голда одного выбранного для передачи типа

Данный тип отображения характеризуется выбором параметров ансамбля исходных последовательностей Голда k_s, k_t из K_2, удовлетворяющих соотношению (5):

$$k_s \equiv k_t \bmod\left(2^p - 1\right).$$

В этом случае совокупности коротких последовательностей, определяемых соотношением (3), преобразуется к виду:

$$T\left(\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)+j+\tau_1+\varepsilon} + \alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)k+(j+\tau_1)k}\right) = \\ = T_{2^p}\left(\gamma^{i_1+\tau_0+\mu(j+\tau_1+\varepsilon)-\nu(j+\tau_1,\,k)} + \gamma^{(i_1+\tau_0)l}\right), \quad (9)$$

где l - параметр второй компоненты короткой последовательности Голда, в которую отображается подмножество исходных последовательностей Голда данного типа. Тем не менее, как следует из (9), в общем случае структура коротких последовательностей Голда определяется функциями $\mu(\,), \nu(\,)$, последняя из которых зависит от значений k и неизвестного компонента задержки τ_1, что требует изменения логики работы блока 1 (Схемы управления выборками) и является недостатком рассматриваемого варианта. Структура декодера 2 для определения фазы короткой последовательности Голда-компонента τ_0 общей задержки исходной последовательности Голда также нуждается в коррекции.

Поиск детальных характеристик преобразования, в частности, характеристик помехоустойчивости Декодера 1, требует дальнейших исследований. Результаты этих исследований влияют на оценку эффективности двухэтапной процедуры поиска последовательностей Голда по задержке. Характеристики помехоустойчивости Декодера 2 полностью определяются характеристиками ФВК коротких последовательностей Голда выбранного типа.

Отображение кодов Голда на короткие коды Голда выбранного типа

Данный тип отображения характеризуется выбором параметра $\varepsilon \equiv \varepsilon_0(2^p+1)+\varepsilon_1$ типа ансамбля исходных последовательностей Голда при фиксированных для данного ансамбля значениях ε_1 и k.

В этом случае совокупности коротких последовательностей, определяемых соотношением (3), преобразуется к виду:

$$T\left(\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0+\varepsilon_0)+j+\tau_1+\varepsilon_1}+\alpha^{(2^p+1)(i+\tau_0)k+(j+\tau_1)k}\right)= \\ =T_{2^p}\left(\gamma^{i_1+\tau_0+\varepsilon_0+\mu(j+\tau_1+\varepsilon_1)-\nu(j+\tau_1,\,k)}+\gamma^{(i_1+\tau_0)m_k}\right), \quad (10)$$

где m_k – параметр второй компоненты короткой последовательности Голда, в которую отображается подмножество исходных последовательностей Голда данного типа. Отличие представления (10) от (9) состоит в том, что значение k фиксировано и структура коротких последовательностей Голда зависит только от компонента τ_1 общей задержки, т.е. $\nu(j+\tau_1,k)=\nu(j+\tau_1)$. Это означает, что логика работы блока 1 (Схемы управления выборками) не зависит от выбора структуры последовательностей Голда рассматриваемого типа, что является достоинством рассматриваемого варианта. Структура Декодера 2 для определения фазы короткой последовательности Голда-компонента τ_0 общей задержки исходной последовательности Голда также не нуждается в коррекции. Размер ансамбля последовательностей Голда, обладающего указанными свойствами, составляет величину 2^p-1. Этот ансамбль, разумеется, можно расширить, но ценой перестройки логики работы блока 1.

Заключение

Применение быстрых преобразований в полях Галуа рассмотренного типа позволяет существенно упростить и ускорить поиск по задержке целого ансамбля последовательностей Голда. Предложены варианты построения ансамблей, обладающих такими способностями. Оценены характеристики предложенных ансамблей, выделены их сравнительные достоинства и недостатки, что определяет их конкурентоспособность при построении систем, обладающих особыми признаками и особенностями применения. При этом сложность реализации устройства поиска, обычно определяемое длиной кодовой последовательности *N*, также существенно уменьшается.

Представлена модель схемы поиска, содержащая образ ключевых компонентов устройств поиска и их основные характеристики. Указанные достоинства позволяют рекомендовать метод для применения в асинхронно-адресных радиосистемах, использующих сложные кодированные сигналы большой длины, в том числе, с целью повышения структурной скрытности.

Описанные быстрые преобразования могут быть также применимы к составным кодовым последовательностям большой и сверхбольшой длины более сложной структуры, где в качестве компонентов используются М-последовательности [17-19].

Литература

1. *Шахгильдян В.В., Бойков В.В*. Глонасс: Перспективы использования новых CDMA-сигналов // Электросвязь. 2011. №4. С. 13-18.

2. *Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И*. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.

3. *Polydoros A., Weber C*. A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part I: General Theory // IEEE Transactions on Communications. 1984. vol. 32, no 5, pp. 542-549.

4. *Kwonhue Choi, Kyungwhoon Cheun, Taejin Jung*. Adaptive PN Code Acquisition Using Instantaneous Power-Scaled Detection Threshold Under Rayleigh Fading and Pulsed Gaussian Noise Jamming // IEEE Transactions On Communications. 2002. vol. 50, no. 8, pp. 1232-1235.

5. *Jiaqi Zhang, Ning Ge, Zhaocheng Wang, Sheng Chen*. Fast Antijamming Timing Acquisition Using Multilayer Synchronization Sequence // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2013. vol. 62. no. 7, pp. 3497-3503.

6. *Косолапов А.С., Галев А.В*. Исследование возможности декодирования сложных кодовых последовательностей // Инженерный журнал: наука и инновации, №1, 2014. С. 10.

7. *Shin Oh-Soon, Bok Kwang*. Differentially Coherent Combining for Double-Dwell Code Acquisition in DS-CDMA Systems // IEEE Transactions On Communications. 2003. vol. 51, no. 7, pp. 1046-1050.

8. *Benkrinah Sabra, Barkat Mourad, Benslama Malek*. An Adaptive Hybrid double-dwell PN Code Acquisition in Rayleigh Fading Channels Using OS-CFAR algorithm // International conference on electronics & Oil: From Theory to Applications (ICEO'11). March 01-02, 2011, Ouargla Algeria.

9. *Bychenkov S., Sakaniwa K., Mikhailov V*. Fast acquisition of PN sequences in DS-CDMA systems with incoherent demodulator // IEICE Transactions On Communications. 2006. vol. E89-B, no. 12, pp. 3319-3334.

10. *Bychenkov S., Mikhailov V., Sakaniwa K*. Fast acquisition of PN sequences in DS/CDMA systems // IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences. 2002. vol. E85-A, no 11, pp. 2498-2520.

11. *Акулов О.А*. Комбинированный метод поиска сложных сигналов по задержке // Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана. Сер. “Приборостроение”. 2008. №3. С. 46-53.

12. *Михайлов В.Ю., Мазепа Р.Б.* Метод быстрого поиска по задержке подкласса М-последовательностей // Наукоемкие технологии. 2015. №10. С. 56-62.

13. *Mikhaylov V., Vitomsky E*. Performance estimation of the fast conversions in Galois field to speed up of subclass M-sequences delay acquisition // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). July 03-04, 2017, IEEE, Kazan, Russia.

14. *Михайлов В.Ю., Мазепа Р.Б.* Построение изоморфных ансамблей сигналов в асинхронно-адресных системах // Наукоемкие технологии. 2015. Т. 16. №11. С. 36-40.

15. *Mikhaylov V.Yu., Mazepa R.B.* Application of transformations in Galois fields to fast acquisition of PN sequences ensembles. T-Comm. 2017. vol. 11, no.12, pp. 64-70.

16. *Михайлов В.Ю.* Теоретико-числовая модель аналитического оценивания и выбора ансамблей сигналов в асинхронно-адресных телекоммуникационных системах // Труды МАИ, 2012, №50, http://mai.ru//upload/iblock/395/teoretiko_chislovaya-model-analiticheskogo-otsenivaniya-i-vybora-ansambley-signalov-v-asinkhronno_adresnykh-telekommunikatsionnykh-sistemakh.pdf.

17. *Gold R*. Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions (Corresp.) // IEEE Transactions on Information Theory. 1968. vol. IT-14, no. 1, pp. 154-156.

18. *Михайлов В.Ю*. Обобщенный синтез двухкомпонентных составных кодов с гарантированными ансамблевыми характеристиками // Вопросы радиоэлектроники. 2012. Т. 4. № 2. С. 95-102.

19. *Михайлов В.Ю.* Синтез подкласса трехкомпонентных составных кодов со сверхбольшим ансамблем // Вестник Московского авиационного института. 2012. Т. 19. № 1. С. 142-148.

ЭМПИРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПОКРЫТИЯ СЕТЕЙ LTE

Муллахметов Динар Дилюсович,
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, аспирант кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, г. Казань, Россия,
dinarmullakhmetov@outlook.com

Гайсин Артур Камилевич,
Казанский *национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, старший преподаватель кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, г. Казань, Россия,*
AKGaysin@kai.ru

Надеев Адель Фирадович,
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, заведующий кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, профессор, д.ф.-м.н., г. Казань, Россия,
AFNadeev@kai.ru

Аннотация

Эта работа посвящена эмпирическому анализу качества покрытия сети LTE на трёх маршрутах, которые были составлены из зон с плохим покрытием по жалобам абонентов. Были использованы сетевой анализатор TSMW и ПО R&S Romes v4.7. Целью статьи является попытка эмпирического анализа статистических данных покрытия сети LTE в вычислительной среде, такой как MATLAB, с использованием файлов данных, полученных во время пробных испытаний для дальнейшего использования при прогнозировании покрытия и алгоритмах самоорганизующихся сетей.

Ключевые слова: *LTE, анализатор радиосетей TSMW, покрытие сетей мобильной связи.*

Введение

Огромный рост количества мобильных абонентов привел к соответствующему росту мобильного широкополосного трафика. Cisco прогнозирует [1] 11,5 млрд подключенных устройств в 2019 году, а мобильные данные вырастут до 24,3 экзабайта в месяц (это в 10 раз больше, чем в 2014 году). Это увеличение мобильного трафика подталкивает людей на поиски новых методы для его обработки.

Развертывание дополнительных сетей с небольшими сотами было предложено в качестве решения в мобильных сетях LTE. Такие сети включают в себя базовые станции с различными мощностями передачи, возможностью загрузки трафика и сред радиосвязи. Все вместе они образуют очень сложную сеть.

Городские районы имеют более сложное радиопокрытие из-за высоких зданий, деревьев и других объектов. Анализ такой сети посредством симуляции системы затруднен из-за размерности и множества параметров, связанных с проектированием и моделированием сети.

В настоящее время используется несколько методов анализа покрытия. Первый метод – это тестовые звонки. С помощью этого метода мы можем проверить соединения по восходящей и нисходящей линии связи. Но, если тестовые телефоны не перемещаются из одной области сот в другую, то невозможно проверить хэндовер (передача обслуживания абонента во время вызова или сессии передачи данных от одной базовой станции к другой). Основная проблема этого метода заключается в том, что мы можем проверить только небольшую часть области. На практике обычно этот метод совмещают с драйв-тестом, которые широко используется многими операторами. Физически это мобильная измерительная лаборатория, т.е. автомобиль, оснащенный современным измерительным комплексом, которая не только проводит тестовые звонки, но измеряет уровни сигналов базовых станций.

В данной работе представлен метод статистической обработки результатов обработки параметров качества покрытия сети LTE. В первой части работы приводится описание измерительного комплекса и основных измеряемых параметров. В следующей части представлены результаты обработки измерений в виде одномерных и двумерных распределений. Приводится попытка классификации состояния покрытия.

Измерения

А. Измерительное оборудование и драйв-тест

В этой работе анализируется покрытие реальной сети мобильной связи стандарта LTE с помощью анализатора радиосетей R&S TSMW. Совместно с измерительным комплексом используется программное обеспечение

R&S Romes v4.7, установленное на ноутбуке, которое записывает данные измерений. Передача данных с TSMW на ПК была выполнена с помощью интерфейса Ethernet. Приёмник GPS нужен для привязки точек измерений к местности и для синхронизации приёмника TSMW. Все измерительное оборудование находилось внутри автомобиля, а антенны были установлены на крыше автомобиля (высота 1,5 метра). На рисунке 1 показана блок-схема измерительного оборудования, используемого для проведения тест-драйва. Тест-драйв выполнялся со скоростью 40 км/ч на маршрутах с плохим покрытием, с остановками в районах с наибольшим количеством жалоб.

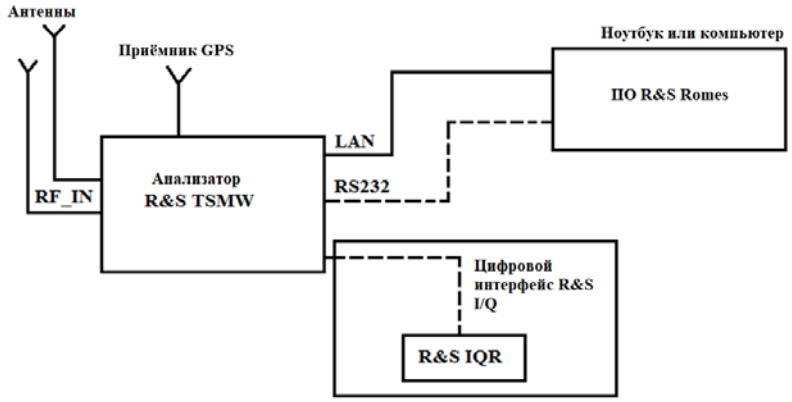


Рис. 1. Система TSMW для драйв-теста

Во время измерительной кампании TSMW был настроен со следующими параметрами: частота измерения 200 Гц, порог для уровня RSRP -130 дБм.

В качестве маршрутов измерений было выбрано три участка на территории города Казани: Маршрут 1 - зона уверенного приёма в центре города; Маршрут 2 – зона неуверенного приёма на границе города с большим количеством жалоб от абонентов; Маршрут 3 – городская магистраль, проходящая через несколько зон с разной плотностью абонентов. Информация о зоне Маршрута 2 была получена на основе обработки данных с web-портала Министерства связи Республики Татарстан.

B. Измеренные параметры

Измерительный комплекс R&S TSMW позволяет измерять энергетические параметры широковещательных каналов радиоинтерфейса и декодировать содержание системных блоков информации. Но эти параметры наиболее критичны для основных алгоритмов работы мобильного устройства в сети.

В сотовых сетях пользовательское оборудование перемещается и выполняет выбор сот. Оно также измеряет мощность и качество сигнала соседних сот. RSRP и RSRQ являются основными параметрами уровня и качества сигнала в сетях LTE [2].

С другой стороны, может быть уместным анализ параметров выделенных каналов, значения которых также могут зависеть от текущей информационной нагрузки сот. В этой статье анализируются только параметры широковещательных каналов для обнаружения и измерения, которые нет необходимости связывать с сетью. Это связано с ограничениями TSMW, т.к. для измерения параметров выделенных каналов, необходима регистрация мобильного устройства в сети, что предполагает использование тестовых телефонов с SIM-модулем. Ниже приведены краткие описания основных измеренных параметров.

RSRP (Reference Signal Received Power) - средняя мощность ресурсных элементов, которые несут специфические опорные сигналы сот по всей ширине полосы. Основная цель RSRP - определить лучшую соту на нисходящем радиоинтерфейсе и выбрать её в качестве обслуживающей для начального произвольного доступа или передачи обслуживания внутри сети LTE [4]. Пользовательское оборудование измеряет мощность нескольких ресурсных элементов, используемых для передачи опорных сигналов, после чего вычисляет их среднее значение[2].

RSRQ (Reference Signal Received Quality) - это качество принятого опорного сигнала. Однако, когда RSRP является абсолютной мощностью опорных радиосигналов, то RSRQ становится тождественно отношению сигнал-шум. Подобно RSRP, RSRQ может использоваться как критерий для выбора или переключения сот [4]. Измерение RSRQ предоставляет дополнительную информацию, когда уровня RSRP недостаточно для принятия надежного решения о хэндовере или повторного выбора соты [2]. RSRP по следующей формуле

$$RSRQ = N * \frac{RSRP}{RSSI} \quad (1)$$

где N – количество физических ресурсных блоков, по которым измеряется RSRQ, как правило, равное пропускной способности системы.

RSSI (Receive Strength Signal Indicator) определяет общую среднюю принимаемую мощность, наблюдаемую только в символах OFDM, содержащих ссылочные символы для нулевого порта антенны (то есть OFDM-символ 0 и 4 в слоте) в полосе измерения по N ресурсным блокам [2].

Общепринятой практикой является использование SINR (отношение сигнал / интерференция) в качестве индикатора качества сети [3].

$$SINR = \frac{S}{I+N} \quad (2)$$

где S – мощность измеренных используемых сигналов (пилотные сигналы и физические нисходящие каналы), I – средняя мощность интерферирующих сигналов (мощность измеренных сигналов или интерферирующие сигналы от других сот), N – фоновый шум.

Это основные энергетические параметры радиоинтрефейса LTE, и они были использованы в этой статье.

В следующей таблице представлены опорные значения RSRP и RSRQ:

Таблица 1

Диапазоны качества RSRP И RSRQ

	RSRP (dBm)	RSRQ(dB)
Отлично	>-75 dBm	>-9 dB
Незначительные ухудшения	-75...-95dBm	-9...-12 dB
Неприемлимо	<-95dBm	<-13 dB

RSRP и RSRQ обеспечивают справедливую оценку качества нисходящей линии связи, но недостаточны для анализа ухудшения производительности и обрыва звонков, если используются сложные методы планирования, основанные на использовании несущих из разных диапазонов или агрегации частот [4].

Когда пользовательское оборудование меняет свое местоположение или условия радиосвязи по другим причинам, но RSRP остается стабильным или становится лучше, в то время как RSRQ снижается, это значит увеличение помех. Если оба параметра RSRP и RSRQ будут уменьшаться одновременно и в одних и тех же местах, это означает область со слабым покрытием. Это важно при поиске основной причины обрыва звонков из-за проблем покрытия [4].

C. Обработка данных

Параметры качества радиосигнала сот LTE были оценены на основе статистического распределения результатов измерений. Распределения представлены в виде гистограмма и представляют собой статистический график, где каждый столбец определяет диапазон дискретных результатов измерения. На основе гистограммы легко идентифицировать изменения. Качество восходящего и нисходящего радиосигнала соты LTE можно относительно легко определить с помощью данных гистограммы и некоторых статистических расчетов, поскольку требуется только одна гистограмма для каждого типа измерения на соту. Если есть, например, 1000 сот, обслуживающих сеть оператора, то есть 1000 гистограмм, по которым с помощью некоторых общих статистических вычислений, таких как средняя или медиана нетрудно идентифицировать соту с проблемами в покрытии [4].

Файлы результатов измерений, которые были получены во время проведения драйв-тестов, были экспортированы как файл формата ASCII с использованием программного обеспечения R&S Romes. Этот файл содержит матрицу со столбцами выбранных для экспорта параметров (RSRP, RSRQ и SINR) и строки с данными привязанными к временным меткам и географическим координатам.

Из-за особенностей режима работы комплекса, заданных порогов измерения и конечного времени для одного измерения, некоторые параметры в исходных данных отсутствовали. В связи с этим необходимо было предварительно обработать данные, чтобы удалить строки, содержащие нулевые параметры.

На следующим шаге ASCII файл импортировался в ПО Matlab, где происходила дальнейшая обработка данных. При помощи инструментария этого ПО были получены гистограммы и найдены основные параметры, характеризующие набор измеренных данных.

Результаты

По результатам обработки данных драйв-теста были получены распределения измеренных значений и оценены их основные статистические характеристики. Результаты измерений для Маршрута 2 представлены на рис. 2-5. Они содержат гистограммы распределения измеренных значений для RSRP, RSRQ и SINR и двумерные распределения значений RSRP и RSRQ.

На рисунке 2 можно увидеть, что большая часть измерений RSRP попала в диапазон "Незначительное ухудшение". Такая же тенденция наблюдается для значений RSRQ (рис. 3), но необходимо отметить, что более 40% измерений попадает в область значений -11 dB.

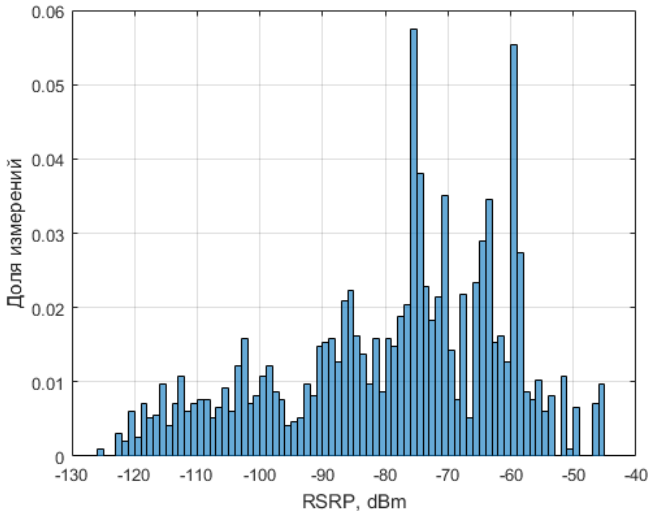


Рис. 2. Распределение уровня RSRP для второго маршрута

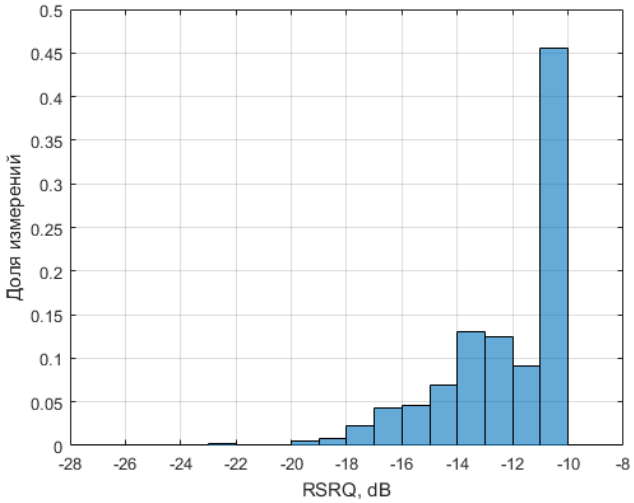


Рис. 3. Распределение значений RSRQ для второго маршрута

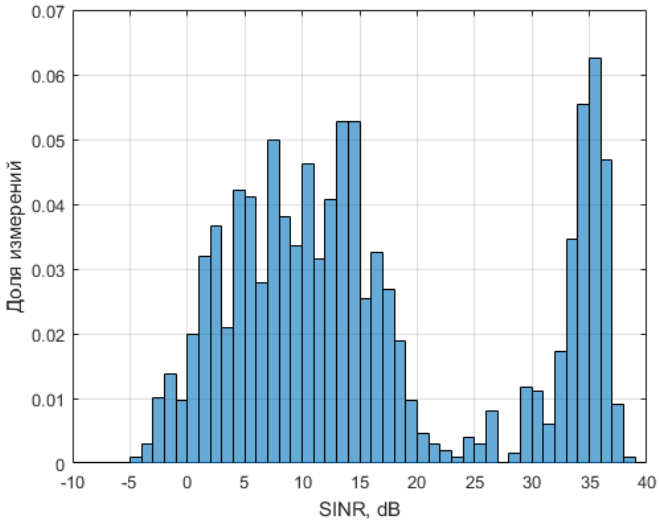


Рис. 4. Гистограмма SINR для второго маршрута

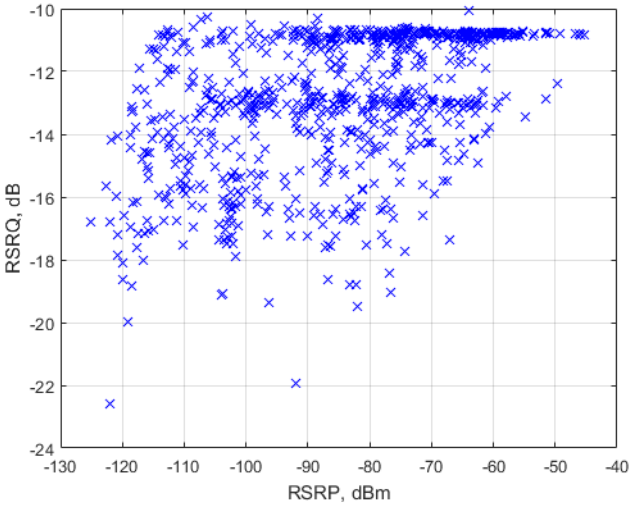


Рис. 5. Двумерное распределение RSRP и RSRQ для второго маршрута

Измерительный комплекс TSMW оценивает сразу несколько параметров сигнала одной БС для одной точки измерений, привязанной к географическим координатам текущего положения измерительного комплекса. Т.е. одному измерению соответствует набор параметров RSRP, RSRQ, RSSI и SINR измеренных сигналов одной соты с определенным физическим идентификатором (PCI). Поэтому для оценки совокупного влияния параметров RSRP и RSRQ было целесообразным оценивать двумерные распределения. На рисунке 5 видно, что примерно одинаковое значение RSRQ в -11dB соответствует большому разбросу значение RSRP от -120 dBm до -50 dBm. Аналогичная картина наблюдается для значений RSRQ в -13dB. Данное наблюдение должно быть адекватно интерпретировано при дальнейшем использовании в алгоритмах кластерного анализа, например k-средних.

В таблице 2 представлены обобщенные результаты анализа эмпирических данных, которые содержат средние значения, среднеквадратичные значения и медианы для RSRP и RSRQ по всем трем маршрутам.

Таблица 2

Статистические параметры RSRP И RSRQ

	RSRP			RSRQ		
	μ	σ	медиана	μ	σ	медиана
1	-69,22	8,7	-67,89	-11,05	3,05	-11,05
2	-78,97	17,99	-75,5	-11,31	2,07	-11,31
3	-67,84	11,214	-67,84	-12,99	1,99	-12,81

По значениям указанным в таблице II можно увидеть, что для маршрута 1 среднее значение RSRP является относительно высоким, а разброс значений мал, что указывает на то, что на протяжении всего маршрута наблюдается стабильный хороший уровень сигнала. Для Маршрута 2 видно, что RSRP попадает в зону ухудшения сигнала (см. табл. 1) с высоким разбросом значений, что указывает на нестабильность покрытия и наличие большого количества участков с неприемлемым уровнем сигнала. Маршрут 3 сравним с маршрутом 1, а относительно большой разброс RMS связан с тем, что маршрут измерения прошел через неоднородные области покрытия сети.

Выводы

Представленные результаты показывают, что возможно проводить классификацию зон обслуживания используя основные характеристики распределений случайной величины, но для более адекватной оценки требуется обработка большего набора данных характеризующих покрытие. Одним из возможных направлений дальнейшей работы является обработка данных получаемых с сети мобильной связи в виде отчётов об измерениях (Measurements reports), проводимых абонентскими устройствами при выполнении различных процедур алгоритма управления радиоресурсами (RRC).

Также результаты данной работы могут быть использованы в будущем для классификации состояния покрытия сети мобильной связи. Также данный классификатор может являться частью алгоритма самоорганизующихся сетей, основанного на методах машинного обучения.

Литература

1. Cisco, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update 2014-2019," white paper. Available: http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white_paper_c11-520862.pdf, Feb. 2015.

2. Laroccasolutions, “RSRP and RSRQ Measurement in LTE, 2016” Available: https://www.laroccasolutions.com/78-rsrp-and-rsrq-measurement-in-lte.

3. Laroccasolutions, “RSRQ to SINR Relation, 2016” Available: https://www.laroccasolutions.com/164-rsrq-to-sinr.

4. *Ralf Kreher and Karsten Gaenger*, “LTE Signaling, troubleshooting and optimization, First Edition, 2011,” John Wiley & Sons Ltd.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ИСКАЖЕНИЙ OFDM СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

Поборчая Наталья Евгеньевна,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,
n.poborchaya@mail.ru

Аннотация

Приводится синтез алгоритма оценивания искажений OFDM сигнала, которые вносятся каналом и приемником прямого преобразования. Целью работы является повышение помехоустойчивости систем связи. Оценка неизвестных параметров производится методом наименьших квадратов (МНК) с помощью полиномиальной аппроксимации. Выбор МНК обусловлен его простотой и возможностью решить поставленную задачу в условиях априорной неопределенности относительно законов распределения фазовых шумов и шумов наблюдения. Предложенная аппроксимирующая конструкция позволяет совместить процедуры оценивания и интерполяции множителей канала, а также упростить алгоритм. Синтезированный алгоритм может работать как по опорным OFDM символам, так и по информационным, при этом он не требует никаких изменений. Проведенный вычислительный эксперимент показал, что при правильном выборе порядка аппроксимирующего полинома во временной и частотной областях и количества опорных символов, вероятность ошибки стремится к вероятности, полученной при точно известных параметрах сигнала.

***Ключевые слова**: OFDM, оценка, метод наименьших квадратов, полиномиальная аппроксимация, алгоритм, априорная неопределенность, амплитудно-фазовый разбаланс**,** дрейф постоянных составляющих.*

Постановка задачи

Использование технологии OFDM (радиоинтерфейс со многими несущими с ортогональным частотным разделением) основано на стремлении получить высокую скорость передачи информации, что продиктовано развитием современных систем связи. Такие сигналы очень чувствительны к ошибкам синхронизации. Нарушение ортогональности между поднесущими приводит к резкому ухудшению характеристик приема. Например, рассогласование генераторов на передающей и приемной стороне вызывает расстройку частоты, которая приводит к фазовому сдвигу и интерференции между поднесущими. При использовании приемника прямого преобразования возникает амплитудно-фазовый разбаланс между составляющими сигнала и дрейф постоянных составляющих, которые также отрицательно влияют на качество приема. Постоянная составляющая может быть больше полезного сигнала. В этом случае она, попадая в последующие каскады приемного устройства, делает процедуру детектирования с заданной вероятностью ошибки невозможной. Оценке канала для таких сигналов посвящено множество публикаций [1-5]. Как правило, рассматривается оценка только множителей канала без учета искажений, вносимых приемником прямого преобразования или предложены алгоритмы оценивания последних по отдельности.

Работа посвящена синтезу алгоритма совместной оценки искажений сигнала OFDM с целью дальнейшей их компенсации для повышения помехоустойчивости системы связи. Под искажениями понимаются множители канала, сдвиг частоты и фазы сигнала, амплитудно-фазовый разбаланс между квадратурными компонентами сигнала и дрейф постоянных составляющих. Данные параметры вносит канал связи и приемник прямого преобразования. Аппроксимирующая конструкция в виде полинома выбрана из-за ее простоты и возможности создать линейную модель наблюдаемого процесса.

Рассмотрим модель OFDM сигнала с N поднесущими после процедуры демодуляции (снятия несущей):

$$y_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (H_{cq1}(i) I_{qn} - H_{sq1}(i) J_{qn}) + b_{ci} + \mu_{ci},$$
$$y_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (H_{sq2}(i) I_{qn} + H_{cq2}(i) J_{qn}) + b_{si} + \mu_{si} \quad (1)$$

где

$$H_{cq1}(i) = h_{cq}(i)\cos(x_i + \frac{2\pi qi}{N}) - h_{sq}(i)\sin(x_i + \frac{2\pi qi}{N}),$$
$$H_{sq1}(i) = h_{sq}(i)\cos(x_i + \frac{2\pi qi}{N}) + h_{cq}(i)\sin(x_i + \frac{2\pi qi}{N}), \quad (2)$$

$$H_{cq2}(i)=\gamma[h_{cq}(i)\cos(x_i+\Delta\varphi+\frac{2\pi qi}{N})-h_{sq}(i)\sin(x_i+\Delta\varphi+\frac{2\pi qi}{N})],$$
$$H_{sq2}(i)=\gamma[h_{sq}(i)\cos(x_i+\Delta\varphi+\frac{2\pi qi}{N})+h_{cq}(i)\sin(x_i+\Delta\varphi+\frac{2\pi qi}{N})], \quad (3)$$

i – дискретное время, $(n-1)N\le i\le nN-1$, n – номер OFDM символа (размер ОДПФ/БПФ взят равным N), $n=1,2,....$, $f_q=q\Delta f=\frac{q}{T}$ – частота q-ой поднесущей, $q=0,1,....,N-1$, Δf – расстояние между поднесущими, T – длительность эффективной части OFDM символа (длительность БПФ интервала), $2\pi f_q\Delta ti=\frac{2\pi qi}{N}$, Δt – интервал дискретизации, $x_i=2\pi\Delta F\Delta ti+\varphi_i$, ΔF – сдвиг частоты, φ_i – случайная фаза сигнала, вносимая приемником, γ, $\Delta\varphi$ – разбаланс по амплитуде и фазе соответственно, b_{ci}, b_{si} – медленно меняющиеся постоянные составляющие, $h_{cq}(i)$, $h_{sq}(i)$ – множители канала, I_{qn}, J_{qn} – символы тестовой или информационной последовательности, μ_{ci}, μ_{si} – отсчеты шума.

Задачу оценки неизвестных параметров сигнала будем решать при следующих условиях: 1) множители канала $h_{cq}(i)$, $h_{sq}(i)$ и постоянные составляющие b_{ci}, b_{si} практически не меняются в течение периода оценки искажений и детектирования сигнала, т.е. $h_{cq}(i)=h_{cq}$, $h_{sq}(i)=h_{sq}$, $b_{ci}=b_c$, $b_{si}=b_s$, 2) $\varphi_i=\varphi_0+\xi_i$, где φ_0 – начальная случайная фаза, ξ_i – фазовый шум, который задается моделью скользящего среднего 1-го порядка $\xi_i=b_0\alpha_i+b_1\alpha_{i-1}$, α_i – отсчеты белого шума, дисперсия σ_α^2 и коэффициенты b_0, b_1 неизвестны, 3) аддитивный шум μ_{ci}, μ_{si} имеет неизвестный закон распределения, 4) длина интервала оценивания по тестовой последовательности меньше величины $\frac{1}{\Delta F}$, что не позволяет использовать классический спектральный анализ на основе ДПФ для оценки частотного сдвига, 5) межсимвольная интерференция устранена с помощью защитного интервала, 6) решена задача символьной синхронизации.

Требуется по наблюдениям y_{ci}, y_{si} с помощью опорных OFDM символов найти оценку $\hat{H}_{cq1}(i),\hat{H}_{sq1}(i),\hat{H}_{cq2}(i),\hat{H}_{sq2}(i)$, $\hat{b}_c,\hat{b}_s$ обобщенных множителей канала $H_{cq1}(i),H_{sq1}(i),H_{cq2}(i),H_{sq2}(i)$ и постоянных составляющих b_c, b_s для дальнейшей их компенсации.

Решение задачи. Применяя тригонометрические преобразования к выражениям (2), (3) с учетом (1), получим модель наблюдаемых квадратурных составляющих сигнала в виде:

$$y_{ci}=\sum_{q=0}^{N-1}(\Phi_{cq1}(i)d_{cqi}-\Phi_{sq1}(i)d_{sqi})+b_c+\mu_{ci},$$
$$y_{si}=\sum_{q=0}^{N-1}(\Phi_{sq2}(i)d_{cqi}+\Phi_{cq2}(i)d_{sqi})+b_s+\mu_{si}, \quad (4)$$

где

$$\Phi_{cq1}(i)=h_{cq}\cos(x_i)-h_{sq}\sin(x_i),\ \Phi_{sq1}(i)=h_{sq}\cos(x_i)+h_{cq}\sin(x_i),$$
$$\Phi_{cq2}(i)=\gamma[h_{cq}\cos(x_i+\Delta\varphi)-h_{sq}\sin(x_i+\Delta\varphi)],\ \Phi_{sq2}(i)=\gamma[h_{sq}\cos(x_i+\Delta\varphi)+h_{cq}\sin(x_i+\Delta\varphi)], \quad (5)$$

$$d_{cqi}=I_{qn}\cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right)-J_{qn}\sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right),\ d_{sqi}=I_{qn}\sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right)+J_{qn}\cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right). \quad (6)$$

Чтобы получить оценку обобщенных множителей канала достаточно оценить $\Phi_{cq1}(i),\Phi_{sq1}(i),\Phi_{cq2}(i),\Phi_{sq2}(i)$.

1. Аппроксимация. Пусть (5) на интервале оценивания длиной n_0N аппроксимируется полиномом степени p [6,7,8]:

$$\Phi_{cq1}(i)=\sum_{l=0}^{p}a_{cql}^{(1)}\cdot(iR_0-1)^l,\ \Phi_{sq1}(i)=\sum_{l=0}^{p}a_{sql}^{(1)}\cdot(iR_0-1)^l,$$
$$\Phi_{cq2}(i)=\sum_{l=0}^{p}a_{cql}^{(2)}\cdot(iR_0-1)^l,\ \Phi_{sq2}(i)=\sum_{l=0}^{p}a_{sql}^{(2)}\cdot(iR_0-1)^l \quad (7)$$

Здесь n_0 – количество опорных OFDM символов, $\frac{(\nu_0-1)N}{R_0}+1\le i\le\frac{\nu_0 N}{R_0}$, $\nu_0=1,2,...,n_0$, R_0 – параметр прореживания по времени (целое положительное число), от которого зависит объем выборки сигнала, используемый для процедуры оценивания.

Коэффициенты $a_{cql}^{(1)}$, $a_{sql}^{(1)}$, $a_{cql}^{(2)}$, $a_{sql}^{(2)}$, зависящие от частоты, аппроксимируем полиномом степени m, где $q=0,1,...,N-1$:

$$a_{cql}^{(1)}=\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(1)}\cdot q^k,\ a_{sql}^{(1)}=\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(1)}\cdot q^k,\ a_{cql}^{(2)}=\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(2)}\cdot q^k,\ a_{sql}^{(2)}=\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(2)}\cdot q^k . \quad (8)$$

Объединяя (7) и (8), получим

$$\Phi_{cq1}(i)=\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(1)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l,\ \Phi_{sq1}(i)=\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(1)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l,$$
$$\Phi_{cq2}(i)=\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(2)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l,\ \Phi_{sq2}(i)=\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(2)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l. \quad (9)$$

Далее с учетом (4) и (9), уравнения наблюдений будут иметь вид:

$$y_{ci}=\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(1)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l d_{cqi}-\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(1)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l d_{sqi}+b_c+\mu_{ci},$$
$$y_{si}=\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(2)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l d_{cqi}+\sum_{q=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{p}\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(2)}\cdot q^k\cdot(iR_0-1)^l d_{sqi}+b_s+\mu_{si}. \quad (10)$$

Сумма- линейный оператор, поэтому в (10) ее можно менять местами. Обозначим

$$\beta_c(l,k,i)=(iR_0-1)^l\cdot\sum_{q=0}^{N-1}q^k\cdot d_{cqi},\ \beta_s(l,k,i)=(iR_0-1)^l\cdot\sum_{q=0}^{N-1}q^k\cdot d_{sqi} .$$

Тогда выражение (10) преобразуется в

$$y_{c\ i\cdot R_0-1}=\sum_{l=0}^{p}\left(\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(1)}\cdot\beta_c(l,k,i)-\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(1)}\cdot\beta_s(l,k,i)\right)+b_c+\mu_{c\ i\cdot R_0-1},$$
$$y_{s\ i\cdot R_0-1}=\sum_{l=0}^{p}\left(\sum_{k=0}^{m}A_{slk}^{(2)}\cdot\beta_c(l,k,i)+\sum_{k=0}^{m}A_{clk}^{(2)}\cdot\beta_s(l,k,i)\right)+b_s+\mu_{s\ i\cdot R_0-1}. \quad (11)$$

Теперь оценке подлежат коэффициенты $A_{clk}^{(1)}$, $A_{slk}^{(1)}$, $A_{clk}^{(2)}$, $A_{slk}^{(2)}$, $l=0,1,...,p;\ k=0,1,...,m.$

Пусть $\mathbf{X}_c=\begin{pmatrix}\mathbf{A}_{c0}^{(1)}\\ \vdots\\ \mathbf{A}_{cp}^{(1)}\\ \mathbf{A}_{s0}^{(1)}\\ \vdots\\ \mathbf{A}_{sp}^{(1)}\\ b_c\end{pmatrix}$, $\mathbf{X}_s=\begin{pmatrix}\mathbf{A}_{c0}^{(2)}\\ \vdots\\ \mathbf{A}_{cp}^{(2)}\\ \mathbf{A}_{s0}^{(2)}\\ \vdots\\ \mathbf{A}_{sp}^{(2)}\\ b_s\end{pmatrix}$, $\mathbf{A}_{cl}^{(j)}=\begin{pmatrix}A_{cl0}^{(j)}\\ \vdots\\ A_{clm}^{(j)}\end{pmatrix}_{(m+1)\times1}$, $\mathbf{A}_{sl}^{(j)}=\begin{pmatrix}A_{sl0}^{(j)}\\ \vdots\\ A_{slm}^{(j)}\end{pmatrix}_{(m+1)\times1}$, $j=1,2,$

$$\mathbf{Y}_c=\begin{pmatrix} y_{c\,R_0-1} \\ y_{c\,2R_0-1} \\ \vdots \\ y_{c\,\frac{n_0N}{R_0}R_0-1} \end{pmatrix},\ \mathbf{Y}_s=\begin{pmatrix} y_{s\,R_0-1} \\ y_{s\,2R_0-1} \\ \vdots \\ y_{s\,\frac{n_0N}{R_0}R_0-1} \end{pmatrix},\ \mathbf{D}_c=\begin{pmatrix} \mathbf{D}_{cR_0-1} \\ \mathbf{D}_{c2R_0-1} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{c\frac{n_0N}{R_0}R_0-1} \end{pmatrix},\ \mathbf{D}_s=\begin{pmatrix} \mathbf{D}_{sR_0-1} \\ \mathbf{D}_{s2R_0-1} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{s\frac{n_0N}{R_0}R_0-1} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{c\,i\cdot R_0-1}=\left(\vec{\boldsymbol{\beta}}_{c0}(i)\ \ \cdots\ \ \vec{\boldsymbol{\beta}}_{cp}(i)\ \ -\vec{\boldsymbol{\beta}}_{s0}(i)\ \ \cdots\ \ -\vec{\boldsymbol{\beta}}_{sp}(i)\ \ 1\right),$$

$$\mathbf{D}_{s\,i\cdot R_0-1}=\left(\vec{\boldsymbol{\beta}}_{s0}(i)\ \ \cdots\ \ \vec{\boldsymbol{\beta}}_{sp}(i)\ \ \vec{\boldsymbol{\beta}}_{c0}(i)\ \ \cdots\ \ \vec{\boldsymbol{\beta}}_{cp}(i)\ \ 1\right),\ i=1,2,....,\frac{n_0N}{R_0},$$

$$\vec{\boldsymbol{\beta}}_{cl}(i)=\left(\beta_c(l,0,i)\ \ \cdots\ \ \beta_c(l,m,i)\right)_{1\times(m+1)},\vec{\boldsymbol{\beta}}_{sl}(i)=\left(\beta_s(l,0,i)\ \ \cdots\ \ \beta_s(l,m,i)\right)_{1\times(m+1)},\ l=0,1,...,p\ .$$

Тогда с учетом (11) многомерную модель наблюдений можно записать в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{Y}_c=\mathbf{D}_c\mathbf{X}_c+\boldsymbol{\mu}_c,\ \mathbf{Y}_s=\mathbf{D}_s\mathbf{X}_s+\boldsymbol{\mu}_s, \tag{12}$$

где $\mathbf{Y}_c,\mathbf{Y}_s,\boldsymbol{\mu}_c,\boldsymbol{\mu}_s\in\mathsf{R}^{\frac{n_0N}{R_0}}$, $\mathbf{X}_c,\mathbf{X}_s\in\mathsf{R}^{2(m+1)(p+1)+1}$, $\mathbf{D}_c,\mathbf{D}_s:\mathsf{R}^{2(m+1)(p+1)+1}\to\mathsf{R}^{\frac{n_0N}{R_0}}$, где R - обозначение евклидова пространства, $\boldsymbol{\mu}_c,\boldsymbol{\mu}_s$ - векторы шумов с нулевым средним значением $M\left\{\boldsymbol{\mu}_c\right\}=M\left\{\boldsymbol{\mu}_s\right\}=\mathbf{0}_{\frac{n_0N}{R_0}\times1}$ и ковариационной матрицей

$M\left\{\boldsymbol{\mu}_c\boldsymbol{\mu}_c^T\right\}=M\left\{\boldsymbol{\mu}_s\boldsymbol{\mu}_s^T\right\}=\sigma_\mu^2\mathbf{I}$, $M\left\{\bullet\right\}$ - оператор математического ожидания, «Т»- знак транспонирования, $\mathbf{I}$ - единичная матрица размером $\frac{n_0N}{R_0}\times\frac{n_0N}{R_0}$.

2. Оценивание. Решать задачу нахождения оценок $\widehat{\mathbf{X}}_c,\widehat{\mathbf{X}}_s$ векторов $\mathbf{X}_c,\mathbf{X}_s$ будем с помощью метода наименьших квадратов (МНК) [8]:

$$\left\|\mathbf{Y}_c-\mathbf{D}_c\mathbf{X}_c\right\|^2=\min_{\mathbf{X}_c},\ \left\|\mathbf{Y}_s-\mathbf{D}_s\mathbf{X}_s\right\|^2=\min_{\mathbf{X}_s}. \tag{13}$$

В этом случае выражения для оценок имеют вид:

$$\widehat{\mathbf{X}}_c=(\mathbf{D}_c^T\mathbf{D}_c)^{-1}\mathbf{D}_c^T\mathbf{Y}_c,\ \widehat{\mathbf{X}}_s=(\mathbf{D}_s^T\mathbf{D}_s)^{-1}\mathbf{D}_s^T\mathbf{Y}_s, \tag{14}$$

$$\widehat{\Phi}_{cq1}(i\cdot R_0-1)=\mathbf{B}_c(i)\widehat{\mathbf{X}}_c,\ \widehat{\Phi}_{sq1}(i\cdot R_0-1)=\mathbf{B}_s(i)\widehat{\mathbf{X}}_c,$$

$$\widehat{\Phi}_{cq2}(i\cdot R_0-1)=\mathbf{B}_c(i)\widehat{\mathbf{X}}_s,\ \widehat{\Phi}_{sq2}(i\cdot R_0-1)=\mathbf{B}_s(i)\widehat{\mathbf{X}}_s, \tag{15}$$

$$\widehat{b}_c=\widehat{\mathbf{X}}_c(2(m+1)(p+1)+1,1),\ \widehat{b}_s=\widehat{\mathbf{X}}_s(2(m+1)(p+1)+1,1),$$

где $\mathbf{B}_c(i)=\left(\mathbf{B}_0(i)\ \ \cdots\ \ \mathbf{B}_p(i)\ \ \mathbf{0}_{1\times(p+1)(m+1)+1}\right)_{1\times[2(p+1)(m+1)+1]}$, $\mathbf{B}_l(i)=\left(q^0\cdot(i\cdot R_0-1)^l\ \ \cdots\ \ q^m\cdot(i\cdot R_0-1)^l\right)_{1\times(m+1)}$,

$$\mathbf{B}_s(i)=\left(\mathbf{0}_{1\times(p+1)(m+1)}\ \ \mathbf{B}_0(i)\ \ \cdots\ \ \mathbf{B}_p(i)\ \ 0\right)_{1\times[2(p+1)(m+1)+1]},\ l=0,1,...,p,\ i=1,2,....,\frac{n_0N}{R_0}.$$

Введем обозначения: $\widehat{\boldsymbol{\Phi}}_{q2}(i)=\begin{pmatrix}\widehat{\Phi}_{cq2}(i\cdot R_0-1)\\ \widehat{\Phi}_{sq2}(i\cdot R_0-1)\end{pmatrix}$, $\widehat{\mathbf{U}}_{q1}(i)=\begin{pmatrix}\widehat{\Phi}_{cq1}(i\cdot R_0-1) & -\widehat{\Phi}_{sq1}(i\cdot R_0-1)\\ \widehat{\Phi}_{sq1}(i\cdot R_0-1) & \widehat{\Phi}_{cq1}(i\cdot R_0-1)\end{pmatrix}$.

Далее оценку амплитудного и фазового разбаланса будем искать методом статистического усреднения:

$$\widehat{\boldsymbol{\Theta}}=\begin{pmatrix}\widehat{\Theta}_c\\ \widehat{\Theta}_s\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\widehat{\gamma}\cos(\Delta\widehat{\varphi})\\ \widehat{\gamma}\sin(\Delta\widehat{\varphi})\end{pmatrix}=\frac{1}{N}\sum_{q=0}^{N-1}\frac{R_0}{n_0N}\sum_{i=1}^{\frac{n_0N}{R_0}}[\widehat{\mathbf{U}}_{q1}(i)]^{-1}\widehat{\boldsymbol{\Phi}}_{q2}(i)\ , \tag{16}$$

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\hat{\Theta}_c^2 + \hat{\Theta}_s^2},$$

$$\Delta\hat{\varphi} = \begin{cases} arctg\left(\dfrac{\hat{\Theta}_s}{\hat{\Theta}_c}\right), \ \hat{\Theta}_s \in (-\infty;\infty), \ \hat{\Theta}_c > 0, \\ \pi - arctg\left(\dfrac{\hat{\Theta}_s}{\left|\hat{\Theta}_c\right|}\right), \ \hat{\Theta}_s \geq 0, \ \hat{\Theta}_c < 0, \\ -\pi + arctg\left(\dfrac{\left|\hat{\Theta}_s\right|}{\left|\hat{\Theta}_c\right|}\right), \ \hat{\Theta}_s \leq 0, \ \hat{\Theta}_c < 0. \end{cases} \quad (17)$$

Так как длительность интервала оценивания меньше, чем период составляющих $\hat{\Phi}_{cqj}(i \cdot R_0 - 1), \hat{\Phi}_{sqj}(i \cdot R_0 - 1), j = 1,2$, то оценку сдвига частоты можно найти следующим образом:

$$\Delta\hat{F} = \frac{1}{N}\sum_{q=0}^{N-1} \frac{1}{\dfrac{n_0 N}{R_0} - m_0} \sum_{i=1}^{\frac{n_0 N}{R_0} - m_0} \frac{1}{2\pi m_0 \Delta t R_0} arctg\left(\frac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right), \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_{cq}(i) &= \hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1)\hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1) + \hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1)\hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1), \\ \hat{V}_{sq}(i) &= \hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1)\hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) - \hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1)\hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1), \end{aligned} \quad (19)$$

где m_0 – расстояние между двумя соседними моментами времени (параметр, от которого зависит качество оценки частоты), $0 < m_0 \leq \dfrac{n_0 N}{R_0} - 1$,

$$arctg\left(\frac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right) = \begin{cases} arctg\left(\dfrac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right), \hat{V}_{sq}(i) \geq 0, \hat{V}_{cq}(i) > 0, \\ \pi + arctg\left(\dfrac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right), \hat{V}_{sq}(i) \in (-\infty;\infty), \hat{V}_{cq}(i) < 0, \\ 2\pi + arctg\left(\dfrac{\hat{V}_{sq}(i)}{\hat{V}_{cq}(i)}\right), \hat{V}_{sq}(i) \leq 0, \hat{V}_{cq}(i) > 0. \end{cases}$$

Пусть $\hat{\mathbf{\Phi}}_{q1}(i) = \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) \\ \hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) \end{pmatrix}$, $\hat{\mathbf{W}}(i) = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) & -\sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) \\ \sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) & \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) \end{pmatrix}$.

Тогда

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_q = \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_{cq} \\ \hat{\lambda}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{h}_{cq}\cos(\hat{\varphi}) - \hat{h}_{sq}\sin(\hat{\varphi}) \\ \hat{h}_{cq}\sin(\hat{\varphi}) + \hat{h}_{sq}\cos(\hat{\varphi}) \end{pmatrix} = \frac{R_0}{n_0 N}\sum_{i=1}^{\frac{n_0 N}{R_0}} [\hat{\mathbf{W}}(i)]^{-1}\hat{\mathbf{\Phi}}_{q1}. \quad (20)$$

3. Компенсация искажений и детектирование. Компенсация искажений сигнала происходит частично во временной области, частично в частотной (см. рис. 1).

Пусть

$$\mathbf{r}_i = \begin{pmatrix} r_{ci} \\ r_{si} \end{pmatrix}, \ \hat{\mathbf{C}}_i = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t i) & -\sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t i) \\ \hat{\gamma}\sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t i + \Delta\hat{\varphi}) & \hat{\gamma}\cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t i + \Delta\hat{\varphi}) \end{pmatrix}, \ \mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{ci} - \hat{b}_c \\ y_{si} - \hat{b}_s \end{pmatrix},$$

тогда с учетом (4) и (6) получим

$\mathbf{r}_i = \widehat{\mathbf{C}}_i^{-1}\mathbf{y}_i$,

где $i = n_0N + (k_0 - 1)N, n_0N + (k_0 - 1)N + 1, ..., n_0N + (k_0 - 1)N + N - 1,\ k_0 = 1, 2, ..., n_1$ n_1 - количество информационных OFDM символов,

$$r_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1}(\widehat{F}_{cqi}I_{qk_0} - \widehat{F}_{sqi}J_{qk_0}),\ r_{si} = \sum_{q=0}^{N-1}(\widehat{F}_{sqi}I_{qk_0} + \widehat{F}_{cqi}J_{qk_0}),$$

$$\widehat{F}_{cqi} = \widehat{\lambda}_{cq}\cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) - \widehat{\lambda}_{sq}\sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right),\ \widehat{F}_{sqi} = \widehat{\lambda}_{cq}\sin\left(\frac{2\pi qi}{N}\right) + \widehat{\lambda}_{sq}\cos\left(\frac{2\pi qi}{N}\right).$$

После процедуры ДПФ получим квадратуры $z_{cq}, z_{sq}, q = 0, 1, ..., N-1$. Обозначим

$$\mathbf{Z}_q = \begin{pmatrix} z_{cq} \\ z_{sq} \end{pmatrix},\ \widehat{\mathbf{\Lambda}}_q = \begin{pmatrix} \widehat{\lambda}_{cq} & -\widehat{\lambda}_{sq} \\ \widehat{\lambda}_{sq} & \widehat{\lambda}_{cq} \end{pmatrix}.$$

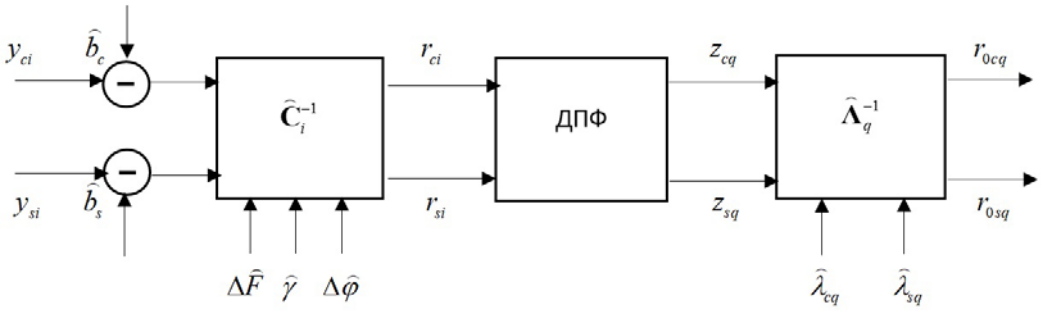


Рис. 1. Структурная схема устройства компенсации искажений OFDM сигнала

Дальнейшая компенсация искажений в частотной области даст мягкое решение в виде

$$\vec{\mathbf{r}}_{0q} = \widehat{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\mathbf{Z}_q\ .$$

Здесь $\vec{\mathbf{r}}_{0q} = \begin{pmatrix} r_{0cq} \\ r_{0sq} \end{pmatrix}$. Пусть $\mathbf{\Theta}_{q,j_0} = \begin{pmatrix} I_{q,j_0} & J_{q,j_0} \end{pmatrix}^T$ – вектор возможных информационных символов сигнала M-QAM, поступающих на q-ую поднесущую, $j_0 = 1, 2, ..., M$. Тогда минимизируя функционал $\left\|\vec{\mathbf{r}}_{0,q} - \mathbf{\Theta}_{q,j_0}\right\|^2 = \min\limits_{\mathbf{\Theta}_{q,j_0}}$, получим алгоритм детектирования

$$\widehat{\mathbf{\Theta}}_{q,k_0} = \mathbf{\Theta}_{q,j_0} = \underset{j_0}{\operatorname{argmax}}(r_{0cq}I_{q,j_0} + r_{0sq}J_{q,j_0} - 0.5(I_{q,j_0}^2 + J_{q,j_0}^2)),$$

который является оптимальным по критерию максимального правдоподобия при гауссовских шумах; $\widehat{\mathbf{\Theta}}_{q,k_0} = \begin{pmatrix} \widehat{I}_{q,k_0} & \widehat{J}_{q,k_0} \end{pmatrix}^T$, $q = 0, 1, ..., \mathrm{N}-1;\ k_0 = 1, 2, ..., n_1$.

4. Моделирование. Проведен вычислительный эксперимент на ЭВМ при следующих данных: сдвиг частоты $\Delta F = 500$ Гц, среднеквадратическое отклонение (СКО) фазового шума около одного градуса, количество поднесущих $N = 1024$, расстояние между соседними поднесущими $\Delta f = 15$ кГц (длительность эффективной части OFDM символа $T \approx 67$ мкс), параметр прореживания по времени $R_0 = 4$, $m_0 = \dfrac{n_0N}{R_0} - 1$, постоянные составляющие b_c, b_s, амплитудный разбаланс γ, фазовый разбаланс $\Delta\varphi$ и начальная случайная фаза φ_0 рас-

пределены равномерно на интервале $[0;0.02]$В, $[0.5;1]$, $\left[-\frac{\pi}{18};\frac{\pi}{18}\right]$ и $\left[-\frac{\pi}{10};\frac{\pi}{10}\right]$ соответственно, множители h_{cq}, h_{sq} из модели (2), (3) моделировались по

$$h_{cq}=\sum_{l=1}^{L}(h_{1l}\cos(2\pi(f_0+\Delta fq)\tau_l)-h_{2l}\sin(2\pi(f_0+\Delta fq)\tau_l)),$$

$$h_{sq}=\sum_{l=1}^{L}(h_{2l}\cos(2\pi(f_0+\Delta fq)\tau_l)+h_{1l}\sin(2\pi(f_0+\Delta fq)\tau_l)),$$

где $f_0=5$ ГГц – несущая частота, $L=7$ – количество лучей, h_{1l}, h_{2l} - независимые гауссовские величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_l^2=\frac{P_l}{2}\cdot 10^{-3}$, τ_l – задержка, P_l – средняя мощность l-го луча соответственно, значения величин P_l, τ_l взяты из расширенной модели движения пешехода EPA [1], количество реализаций $N_0=100$, шумы гауссовские, вид модуляции – 16-QAM.

В таблице 1 представлены СКО оценивания параметров сигнала по алгоритму (16)-(19) для $n_0=1$ при разных отношениях сигнал/шум на символ (ОСШ), рассчитанные по формулам

$$CKO_{b_c}=\sqrt{\frac{1}{N_0}\sum_{j=1}^{N_0}(b_{cj}-\widehat{b}_{cj})^2},\ CKO_{bs}=\sqrt{\frac{1}{N_0}\sum_{j=1}^{N_0}(b_{sj}-\widehat{b}_{sj})^2},$$

$$CKO_{\gamma}=\sqrt{\frac{1}{N_0}\sum_{j=1}^{N_0}(\gamma_j-\widehat{\gamma}_j)^2},\ CKO_{\Delta\varphi}=\sqrt{\frac{1}{N_0}\sum_{j=1}^{N_0}(\Delta\varphi_j-\Delta\widehat{\varphi}_j)^2},\ CKO_{\Delta F}=\sqrt{\frac{1}{N_0}\sum_{j=1}^{N_0}(\Delta F_j-\Delta\widehat{F}_j)^2},$$

j – номер реализации. Для двух опорных OFDM символов ($n_0=2$) СКО оценивания даны в таблице 2. В опорных OFDM символах использовался сигнал 16-QAM.

Замечание. В таблицах из-за наличия амплитудного разбаланса ОСШ –двойное: верхнее значение по синфазной, нижнее- по квадратурной составляющей сигнала.

Таблица 1

СКО оценивания параметров сигнала, полученные по одному опорному OFDM символу при параметрах аппроксимации $p=1, m=1$

ОСШ (дБ)	50/45	47/42	44/39	37/32	34/29	27/22	24/19	17/12	14/9
CKO_{b_c} (В)	$8.51\cdot10^{-4}$	$8.57\cdot10^{-4}$	$8.68\cdot10^{-4}$	$9.53\cdot10^{-4}$	$1.1\cdot10^{-3}$	$1.6\cdot10^{-3}$	$2.2\cdot10^{-3}$	$4.5\cdot10^{-3}$	$6.4\cdot10^{-3}$
CKO_{b_s} (В)	$8.4\cdot10^{-4}$	$8.57\cdot10^{-4}$	$8.82\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-3}$	$1.2\cdot10^{-3}$	$1.9\cdot10^{-3}$	$2.5\cdot10^{-3}$	$5.1\cdot10^{-3}$	$7.1\cdot10^{-3}$
CKO_{γ}	$3.2\cdot10^{-3}$	$4.1\cdot10^{-3}$	$5.4\cdot10^{-3}$	$1.13\cdot10^{-2}$	$1.56\cdot10^{-2}$	$3.05\cdot10^{-2}$	$3.77\cdot10^{-2}$	$5.92\cdot10^{-2}$	$9.37\cdot10^{-2}$
$CKO_{\Delta\varphi}$ (град)	0.157	0.167	0.185	0.318	0.454	1.19	1.77	4.43	6.01
$CKO_{\Delta F}$ (Гц)	17.47	18.54	20.6	33.93	46.85	110.24	153.88	264.01	166.39

Таблица 2

СКО оценивания параметров сигнала, полученные по двум опорным OFDM символам при параметрах аппроксимации $p=2, m=1$

ОСШ (дБ)	50/45	47/42	44/39	37/32	34/29	27/22	24/19	17/12	14/9
CKO_{b_c} (В)	$6.34\cdot10^{-4}$	$6.32\cdot10^{-4}$	$6.32\cdot10^{-4}$	$6.58\cdot10^{-4}$	$7.04\cdot10^{-4}$	$1.1\cdot10^{-3}$	$1.4\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-3}$	$4.3\cdot10^{-3}$
CKO_{b_s} (В)	$6.31\cdot10^{-4}$	$6.37\cdot10^{-4}$	$6.48\cdot10^{-4}$	$7.14\cdot10^{-4}$	$7.89\cdot10^{-4}$	$1.2\cdot10^{-3}$	$1.6\cdot10^{-3}$	$3.2\cdot10^{-3}$	$4.5\cdot10^{-3}$
CKO_{γ}	$2.3\cdot10^{-3}$	$2.9\cdot10^{-3}$	$3.9\cdot10^{-3}$	$8.1\cdot10^{-3}$	$1.1\cdot10^{-2}$	$2.2\cdot10^{-2}$	$2.86\cdot10^{-2}$	$4.75\cdot10^{-2}$	$5.09\cdot10^{-2}$
$CKO_{\Delta\varphi}$ (град)	0.124	0.159	0.213	0.462	0.653	1.459	2.055	4.336	6.04
$CKO_{\Delta F}$ (Гц)	5.47	5.5	5.55	5.93	6.42	10.97	16.64	42.2	51.16

На рисунке 2 показаны экспериментальные вероятности ошибки приема $n_1=14$-ти информационных ODFM символов. Рисунок 3 иллюстрирует одну из реализаций сигнала 16-QAM при ОСШ 27 дБ на символ по синфазной составляющей после ДПФ на одной поднесущей для $n_0=2$.

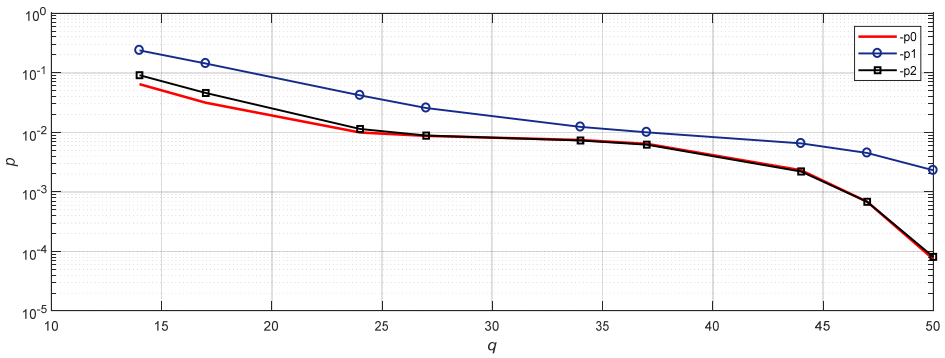
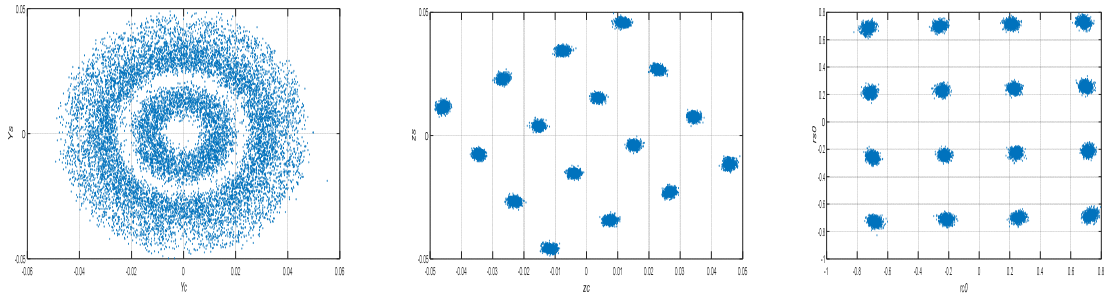


Рис. 2. Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ приема сигнала OFDM с модуляцией 16-QAM от ОСШ: p0 – при точно известных параметрах сигнала, кроме фазового шума; p1- оценка по алгоритму (14)-(20) по одному опорному OFDM ($n_0=1$) символу с параметрами аппроксимации $p=1, m=1$; p2 – оценка по двум опорным OFDM символам ($n_0=2$) с $p=2, m=1$.



а) б) в)

Рис. 3. Сигнал 16-QAM после процедуры ДПФ. 2а – компенсации нет, 2б – сигнал скомпенсирован во временной области, 2в – сигнал скомпенсирован во временной и частотной областях

Выводы

Вычислительный эксперимент показал работоспособность синтезированного по критерию (13) алгоритма (14)-(20). Данная процедура при гауссовских шумах является оптимальной по критерию максимального правдоподобия. Она обладает более высокой точностью оценивания по сравнению с алгоритмами, которые оценивают параметры по отдельности [9]. Использование двух опорных OFDM символов дает лучший результат в помехоустойчивости, чем один символ, что показано на рис. 2. Также полученный алгоритм можно использовать для переоценки искажений по информационным символам, сокращая при этом количество тестовых OFDM символов. Применение полиномиальной аппроксимации позволяет построить линейную модель (12), что упрощает алгоритм и создает возможность совместить операции оценки и интерполяции множителей канала. Чем больше сдвиг частоты, тем выше порядок аппроксимирующего полинома во временной области.

Литература

1. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.В., Шлома А.М., Шумов А.П.* Технология OFDM. М.: Горячая линия – Телеком, 2016, 352 с.
2. *Гончаров Е.В.* Алгоритм двумерной винеровской фильтрации для оценки канала распространения в системе связи OFDM // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика, №4, 2014. С. 14-23.
3. *Исмаилов А.В., Кукушкин Д.С., Казаков Л.Н.* Комплексная оценка радиоканалов по информационным символам MIMO-OFDM сигналов с помощью многомерной фильтрации Калмана // Электронный журнал « Наука и образование» №10, 2012. С. 251-260. http://technomag.edu.ru/doc/465244.html.
4. *Бумагин А.В., Калашников К.С., Прудников А.А, Стешенко В.Б.* Синтез алгоритма оценки и коррекции параметров канала при приеме OFDM-сигналов в стандарте DVB-T // Цифровая Обработка Сигналов, №1, 2009. С. 37-41.
5. *Бочечка Г.С.* Методы оценки канала, основанные на встраиваемых пилот-сигналах в системах OFDM // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт №3, 2009. С. 38-42.
6. *Поборчая Н.Е., Хасьянова Е.Р.* Оценка и компенсация искажений сигнала в канале с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями // Электросвязь. 2017. №6. С. 44-49.
7. *Поборчая Н.Е., Пестряков А.В.* Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO // Электросвязь. 2017. №12. С. 42-48.
8. *Вержбицкий В.М.* Основы численных методов. М.: Высшая школа, 2005. 840 с.
9. *Прокис Дж.* Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

МОДЕЛЬ УЗЛА ОБРАБОТКИ С ТИРАЖИРОВАНИЕМ ДАННЫХ

Саксонов Евгений Александрович,
Московский технический университет связи и информатики,
д.т.н., профессор, Москва, Россия,
saksmiem@mail.ru

Леохин Юрий Львович,
Московский технический университет связи и информатики,
д.т.н., профессор, проректор, Москва, Россия,
leo350@mail.ru

Далингер Яков Михайлович,
Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации,
к.т.н., проректор, Москва, Россия,
iakovdalinger@gmail.com

Аннотация
Представлены результаты математического моделирования узла инфокоммуникационной системы, обеспечивающего тиражирование данных. Модель позволяет определять характеристики узла при тиражировании данных различными алгоритмами.

Ключевые слова: *математическая модель, тиражирование данных, распределенная система, интенсивность, входящие и выходящие потоки данных.*

Введение

Эффект тиражирования встречаются в системах передачи и обработки информации в случаях, например, когда необходимо передать одну и ту же информацию нескольким получателям [2, 3, 5, 5].

В системах с тиражированием наблюдается дисбаланс интенсивностей входящих и выходящих потоков на узлах обработки, что требует проведения исследований работы узлов.

Описание системы.

На вход узла поступают потоки элементарных сообщений, каждое из которых может тиражироваться, образуя несколько сообщений.

Исследованы следующие алгоритмы тиражирования:

A1) тиражирование при поступлении до обработки, когда поступившее элементарное сообщение распадается на случайное число элементарных сообщений, каждое из которых обрабатывается как отдельное сообщение, схема процесса обработки представлена на рис. 1.

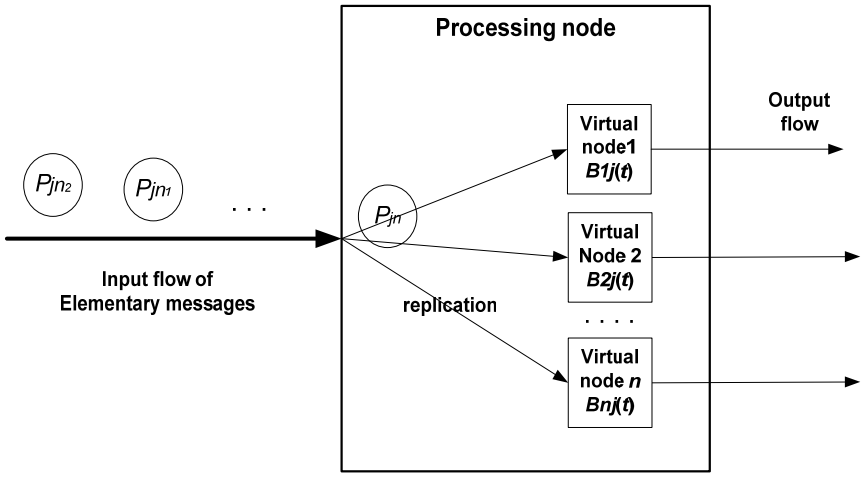


Рис. 1. Схема обслуживания алгоритм 1

A2) тиражирование во время обработки, когда в процессе многоэтапной обработки одного элементарного сообщения появляется несколько новых, каждое из которых покидает систему и рассматривается как независимое элементарное сообщение, схема процесса обработки представлена на рис. 2.

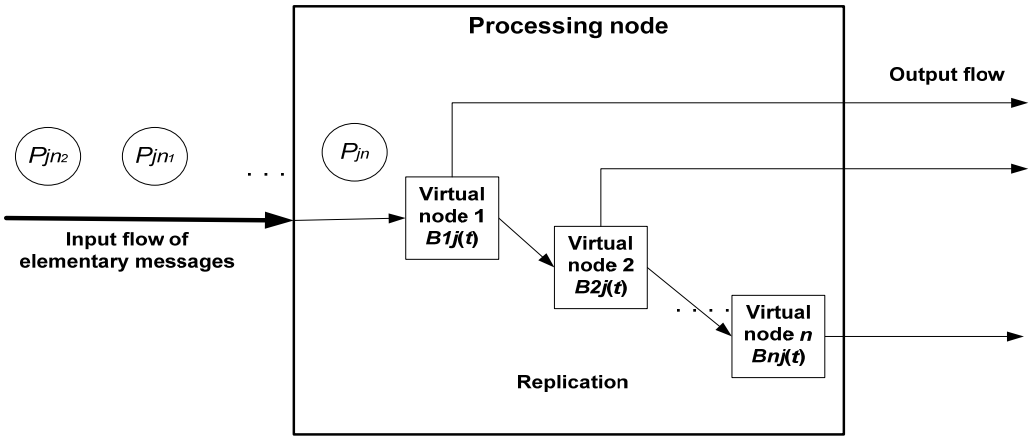


Рис. 2. Схема обслуживания алгоритм 2

В первом случае на выходе обслуживающего устройства, после обработки, имеем столько же сообщений, сколько поступило на обработку, а во втором, на выходе, после обработки, имеем большее число сообщений, чем число поступивших на обработку.

Считаем, что для каждого элементарного сообщения потока *j*, которое тиражируется, независимо от алгоритма тиражирования, заданы вероятности

его расщепления на *i* копий – p_{ji}, где $(1 \le i < R_j)$, и для любого *j* $(1 \le j \le N)$ выполняется равенство $\sum_{i=1}^{R_j} p_{ji} = 1$. Здесь R_j максимальное число копий элементарного сообщения потока *j* при расщеплении.

Длительность расщепления считаем равной нулю, т.е. все новые сообщения появляются одновременно.

В системах с тиражированием возможна перегрузка обслуживающего устройства (узла).

Практический интерес представляет такие характеристики как интенсивность потока тиражированных сообщений (выходящий поток), длительность обслуживания элементарного сообщения (с учетом длительности обработки копий), время пребывания в очереди.

Модели дают возможность вычислять значение этих характеристик.

Модель алгоритма 1

Сначала будем исследовать поведение системы обслуживания элементарных сообщений при обслуживании элементарных сообщений только потока *j*. Поступившее в очередь элементарное сообщение потока *j* при поступлении на обработку распадается с вероятностью p_{jn} $(0 < p_{jn} \le 1)$ на *n* $(0 < n \le R_j)$ копий, каждая из которых обрабатывается на своем виртуальном обслуживающем устройстве. При этом для любого *j* = 1,2,…,*N* справедливо равенство: $\sum_{n=1}^{R_j} p_{jn} = 1$.

Число виртуальных устройств обработки каждый раз совпадает с числом копий. Длительность обработки копии номер *n* элементарного сообщения потока *j*, случайная величина с функцией распределения $B_{nj}(t)$, имеющая конечные первый и второй моменты: $\infty > \int_0^\infty t dB_{nj}(t) = b_{1nj} > 0$ и $\infty > \int_0^\infty t^2 dB_{nj}(t) = b_{2nj} > 0$, $(n = 1,2,...,R_j)$.

Новое элементарное сообщение может поступить на обслуживание только после обработки всех копий предыдущего.

В данном случае система обслуживания является многолинейной СМО, однако ее отличие от известных подобных систем, состоит в том, что входящий поток не распределяется между обслуживающими устройствами, каждое сообщение тиражируется на все устройства, а количество устройств является случайной величиной (параметром поступающего элементарного сообщения).

Поскольку каждое сообщение тиражируется на *n* копий с вероятностью p_{jn}, интенсивность выходящего потока копий тиражируемых элементарных сообщений потока номер *j*, можно вычислить по формуле: $\Lambda_j^* = \sum_{n=1}^{R_j} \lambda_j n p_{jn}$.

Длительность обслуживания одного сообщения, создавшего *n* копий, есть случайная величина β_j, равная $\beta_j = \max\{\beta_{1j}, \beta_{2j}, ..., \beta_{nj}\}$. Поскольку элементарное сообщение создает *n* копий с вероятностью p_{jn}, длительность обслуживания элементарного сообщения потока *j* вычисляется как $\beta_j^* = \sum_{n=1}^{R_j} (p_{jn} \max\{\beta_{1j}, \beta_{2j}, ..., \beta_{nj}\})$ с функцией плотности распределения – $b_j^*(t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{b_{ij}(t)}{B_{ij}(t)} \prod_{k=1}^{n} B_{kj}(t)$, где $b_{ij}(t) = \frac{dB_{ij}(t)}{dt}$.

Функция плотности распределения длительности обслуживания элементарного сообщения потока *j* имеет вид:

$$b_j(t) = \sum_{n=1}^{R_j} p_{jn} b_j^*(t) = \sum_{n=1}^{R_j} [p_{jn} \sum_{i=1}^{n} \frac{b_{ij}(t)}{B_{ij}(t)} \prod_{k=1}^{n} B_{kj}(t)].$$

Значение среднего времени обслуживания элементарного сообщения потока *j*, вычисляемое для непрерывного случая, по формуле: $b_{j1} = \int_0^\infty t b_j(t) dt$.

Достаточное условия непереполнения системы элементарными сообщениями потока *j*: $\lambda_j b_{j1} < 1$.

Чтобы определить среднее время ожидания обслуживания в очереди поступившего элементарного сообщения, можно воспользоваться известными результатами для СМО типа **M**/**G**/**1**/∞ (входящий поток элементарных сообщений является пуассоновским) [1].

Модель алгоритма 2.

Сначала рассмотрим случай обслуживания элементарных сообщений потока *j*.

В данном случае каждое элементарное сообщение, поступив на обслуживание, проходит последовательно обработку на *n* этапах (*n* виртуальных устройствах) ($0 < n < R_j$). Здесь *n* случайная величина. Заданы вероятности p_{jn}, того, что обслуживание сообщения состоит ровно из *n* этапов, число которых равно количеству копий каждого элементарного сообщения. На каждом этапе во время обработки создается копия сообщения. Длительность обработки на этапе номер *k* – случайная величина с функцией распределения $B_{kj}(t)$, имеющая конечный первый и второй моменты: $\infty > \int_0^\infty t dB_{kj}(t) = b_{1kj} > 0$ и $\infty > \int_0^\infty t^2 dB_{kj}(t) = b_{2kj} > 0$, соответственно, где ($k = 1,2,...,R_j$). После обработки копии покидают систему, образуя выходящий поток. Таким образом, с вероятностью p_{jn} элементарное сообщение потока *j* тиражируется на *n* копий.

Интенсивность выходящего потока равна: $\Lambda_j^* = \lambda_j \sum_{n=1}^{D_j} n p_{jn}$. Средняя длительность обслуживания элементарного сообщения складывается из длительностей обработки его копий на всех этапах и вычисляется по формуле: $b_{j1} = \sum_{n=1}^{R_j} p_{jn} \sum_{k=1}^{n} b_{1kj}$.

Среднее время ожидания в очереди для сообщений потока *j* (если поступает только этот поток) может быть вычислено по формуле как для СМО типа **M**/**G**/**1**/∞ [1]: $W_j = \frac{\lambda_j b_{j2}}{2(1 - \lambda_j b_{j1})}$, где $b_{j2} = \sum_{n=1}^{D_j} p_{jn} \sum_{k=1}^{n} b_{2kj}$.

Систему, на вход которой поступает *N* потоков элементарных сообщений можно для любого алгоритма тиражирования рассматривать как систему **M**/**G**/**1**/∞ и использовать для расчета ее характеристик известные результаты, с учетом формул, полученных для отдельного потока для каждого из алгоритмов.

Сравнение алгоритмов показывает, что алгоритмы совпадают по интенсивности выходящего потока при условии совпадения параметров p_{nj}, однако могут существенно различаться по другим характеристикам.

Заключение

Полученные результаты позволяют проводить анализ работы узла инфокоммуникационной сети, который проводит тиражирование поступающей информации, что необходимо для анализа работы всей сети.

Литература

1. *Вишневский В.М*. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.
2. *Далингер Я.М*. Модель системы обработки с тиражированием поступающих сообщений // Вестник Ижевского государственного технического университета 2014 №2. С. 155-159.
3. *Таненбаум Э., М. ванн Стеен*. Распределенные системы. Принципы и парадигмы. СПб.: Питер. 2003. 477 с.
4. *Armendariz-Inigo J. E., Juarez-Rodrıguez J. R., de Mendıvil J. R.G., Garitagoitia J. R., Munoz-Escoı F. D., Irun-Briz L.* Relaxed Approaches for Correct DB-Replication with SI Replicas / Software and Data Technologies: Proceedings of the Third International Conference, ICSOFT 2008. Porto, Portugal, July 22-24, 2008. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009, pp. 161-174.
5. *Никитин Е.В., Саксонов Е.А*. Управление потоками данных в многосерверных системах обработки информации // Информатика и системы управления. 2010. № 3(25). С. 3-9.

КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ ИНЕРЦИОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

Тихонов Вячеслав Юрьевич,
МТУСИ, Аспирант, Москва, Россия,
sl-tx@yandex.ru

Шинаков Юрий Семенович,
МТУСИ, Профессор, д.т.н., Москва, Россия,
Shinakov1@mtici.ru

Аннотация

Представлен метод компенсации искажений, возникающих в нелинейных инерционных устройствах (НИУ). Путем имитационного моделирования получена оценка искажений системы цифровой связи при введении алгоритмов компенсации нелинейных инерционных устройств, где усилитель мощности сигнала является НИУ. Компенсация осуществляется устройством предыскажения (УПрИ), которое включается перед НИУ и фактически реализует операции обратные преобразованиям в НИУ. Исследования выполнены для моделей НИУ в виде типового радиотехнического звена: фильтра конечной импульсной характеристикой (КИХ) – безынерционной нелинейной моделью Салеха – фильтра КИХ, на вход которого подается сигнал OFDM. Результирующие зависимости между мгновенными значениями огибающих на выходе и на входе устройства в дискретные моменты времени или характеристики АМ-АМ, зависимости значений разности фаз выходного и входного сигналов от мгновенных значений огибающей сигнала на входе устройства в дискретные моменты времени или характеристики АМ-ФМ и спектры сигналов НИУ с УПрИ получены путем имитационного моделирования на ЭВМ. Показано, что использование таких алгоритмов заметно уменьшает разброс мгновенных значений сигнала. Приведенные результаты моделирования свидетельствуют о том, что включение УПрИ перед НИУ позволяет увеличить динамический диапазон или энергетическую эффективность НИУ при сохранении уровня помехи нелинейных искажений. Также приведены результаты сравнения с УПрИ построенном на основе полиномиальной модели с памятью.

Ключевые слова: *нелинейные искажения, узкополосный сигнал, типовое радиотехническое звено, усилитель мощности, сигнал OFDM.*

Введение

В основе любой системы связи с использованием технологии OFDM основным проблемным блоком является усилитель мощности, который при работе в режиме с высоким КПД в силу своей природы вносит нелинейные искажения в усиливаемый сигнал. В некоторых случаях можно считать, что такой УМ выполняет нелинейное безынерционное преобразование, возможно включающее амплитудно-фазовую конверсию, однако в большинстве случаев такое упрощение оказывается не совсем оправданным, поскольку УМ приходится рассматривать как нелинейное устройство с памятью, обусловленной наличием в них инерционных элементов.

Нелинейные инерционные устройства, имеющие различное конструктивное исполнение и принципы работы, могут описываться нелинейными дифференциальными уравнениями, что затрудняет исследование их характеристик. Традиционный способ упрощения задачи состоит в том, чтобы НИУ представлять последовательным соединением линейных инерционных устройств и нелинейных безынерционных устройств, часто называемыми типовыми радиотехническими звеньями [1]. При выборе таких моделей обычно принимаются следующие допущения:

- исследуемое НИУ представляется последовательным соединением возможно более простых звеньев;
- каждое звено имеет лишь один вход и один выход и описывается одной передаточной функцией;
- звенья обладают направленностью действия со входа на выход;
- состояние любого звена не влияет на состояние предшествующего и последующего звена.

Использование УПрИ также влияет на характеристики помехоустойчивости, представляющие собой зависимости относительной частоты ошибок в передаваемых битах от отношения сигнал/шум [2].

Моделирование нелинейного инерционного устройства

В данной работе исследуемое НИУ представляется последовательным соединением трех типовых звеньев: фильтр 1 – нелинейное безынерционное устройство – фильтр 2.

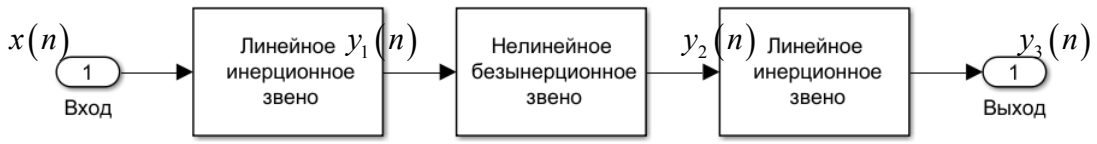


Рис. 1. Представление НИУ

Комплексный сигнал на входе такой модели обозначим символом $x(n)$, представляющим комплексную огибающую узкополосного сигнала, в качестве которого будем использовать OFDM сигнал. Тогда для сигнала на выходе фильтра 1 можно записать (1):

$$y_1(n) = \sum_{i=0}^{M-1} K_i x(n-i) \tag{1}$$

В качестве нелинейного безынерционного устройства выберем часто используемую модель Салеха [3]:

$$y_2(n) = |y_2(n)| \exp\{arg(y_2(n))\}, \tag{2}$$

где $|y_2(n)| = \frac{\alpha_1 |y_1(n)|}{1+\beta_1 |y_1(n)|^2}$, $arg(y_2(n)) = arg(y_1(n)) + \frac{\alpha_2 |y_1(n)|^2}{1+\beta_2 |y_1(n)|^2}$ (3)

Тогда сигнал на выходе модели УМ можно записать в виде:

$$y_3(n) = \sum_{j=0}^{m-1} k_j y_2(n-j). \tag{4}$$

В этих выражениях введены следующие обозначения: $K_i, i = 1,2,...$, и $k_j, j = 1,2,...$ – коэффициенты КИХ фильтров 1 и 2, соответственно, а M и m – их параметры; $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ – коэффициенты нелинейной модели Салеха.

Изначально рассматривалась задача для нелинейного безынерционного блока с коэффициентами $\alpha_1 = 2,1587; \alpha_2 = 1,1517;\ \beta_1 = 4,0033; \beta_2 = 9,1040$ рекомендованных для стандарта WiMax [4].

Затем изменили на коэффициенты $\alpha_1 = 5; \alpha_2 = 6;\ \beta_1 = 4,0033; \beta_2 = 5$ (рис. 2) исходя из …

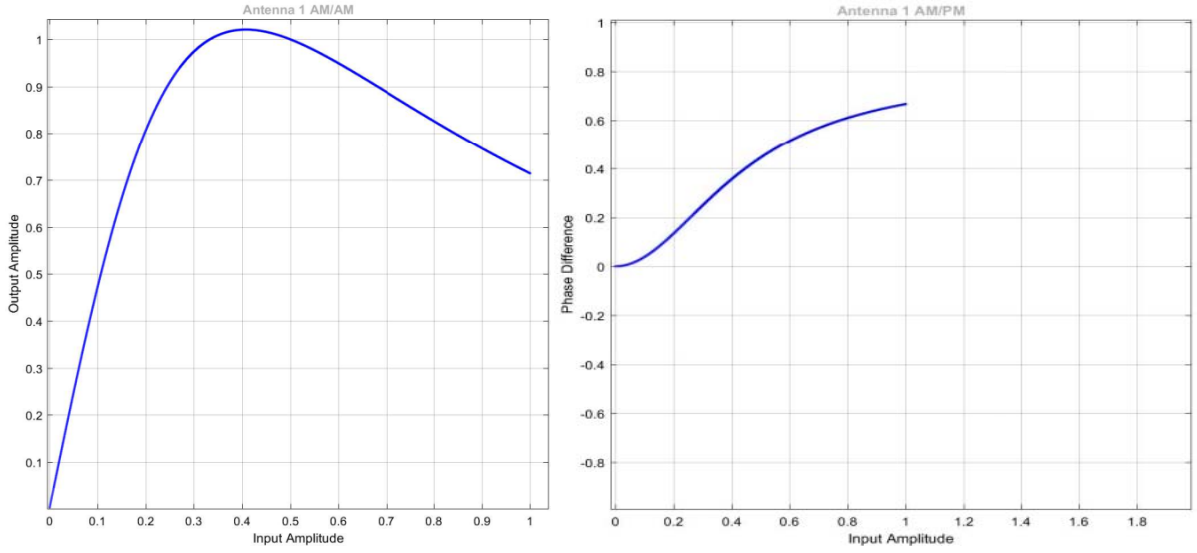


Рис. 2. Передаточные характеристики слева на право АМ-АМ и АМ-ФМ исследуемого нелинейного безынерционного звена в модели НИУ

Такая модель представляет собой НИУ, для которого можно построить зависимости между мгновенными значениями комплексных огибающих на выходе и на входе в дискретные моменты времени и разности мгновенных фаз процессов на выходе и на входе и мгновенного значения вещественной огибающей на входе модели (рис. 3).

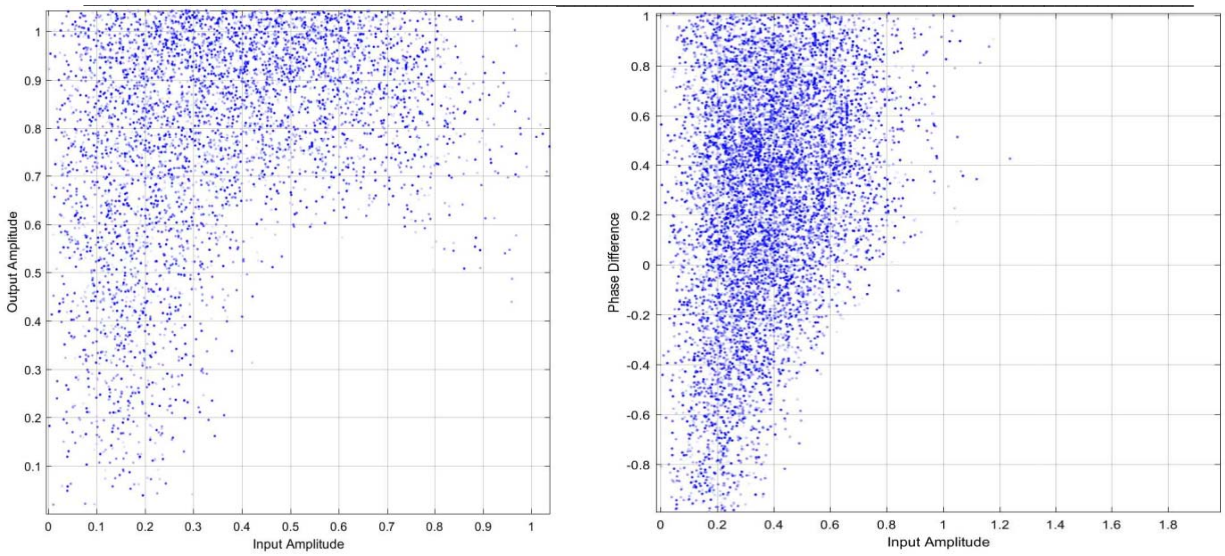


Рис. 3. Характеристики слева на право AM-AM и AM-ФМ исследуемого НИУ

В настоящее время для уменьшения нелинейных искажений узкополосных сигналов используют устройства предыскажений (УПрИ) [5,6]. Такие устройства могут иметь постоянные [7] или меняющиеся адаптивно [8] во времени параметры.

Построение модели устройства предыскажений

В исследуемой модели передающего устройства УПрИ располагается между модулятором OFDM сигнала и усилителем мощности (рис. 4).

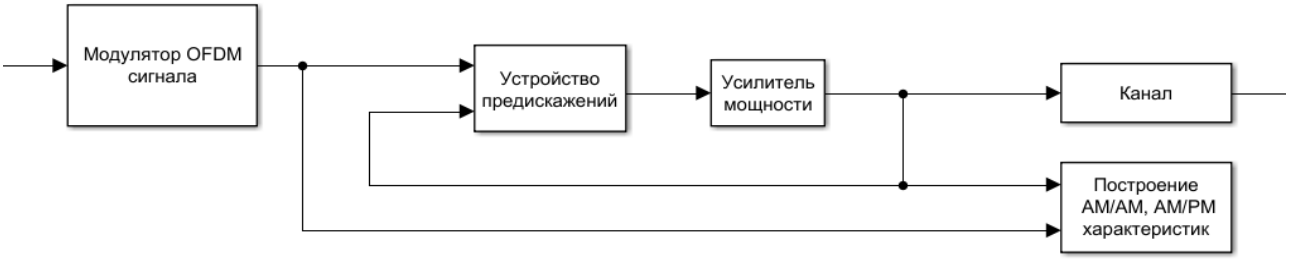


Рис. 4. Место устройства предыскажений в модели передающего устройства

Предположим, что структура УПрИ (рис. 5) состоит из трех блоков: блока компенсации эффектов памяти после нелинейного преобразования, блока компенсации нелинейных преобразований и блока компенсации эффектов памяти до нелинейного преобразования.

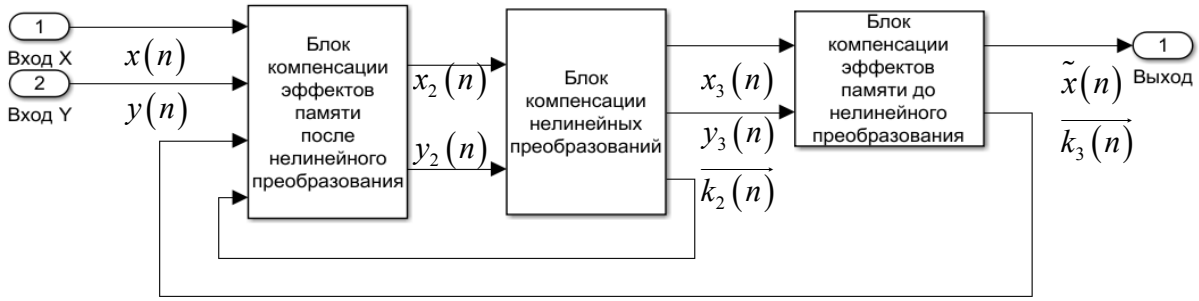


Рис. 5. Структура УПрИ

До начала вычислений выполняется инициализация, в результате которой переменным величинам алгоритма адаптации присваиваются начальные значения:

p_1, p_2, p_3 – количество оцениваемых параметров в каждом блоке.

g_1, g_2, g_3 – множитель шага сходимости,

$\overrightarrow{k_1(0)} = \overrightarrow{k_2(0)} = \overrightarrow{k_3(0)} = (1 \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0)$ – вектора значений параметров в каждом блоке.

Далее рекурсивно выполняются вычисления для $n = 0,1,2,\ldots$:

$x_2(n) = f_1(x(n), p_1) \cdot \overrightarrow{k_1(n)} \quad y_2(n) = f_1(y(n), p_1) \cdot \overrightarrow{k_1(n)}$

$x_3(n) = f_2(x_2(n), p_2) \cdot \overrightarrow{k_2(n)} \quad y_3(n) = f_2(y_2(n), p_2) \cdot \overrightarrow{k_2(n)}$

$\tilde{x}(n) = f_3(x_3(n), p_3) \cdot \overrightarrow{k_3(n)},$

где $f_1(x(n), p_1) = \begin{pmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-p_1) \end{pmatrix}$ $f_2(x(n), p_2) = \begin{pmatrix} x(n)^1 \\ x(n)^2 \\ \vdots \\ x(n)^{p_2} \end{pmatrix}$ $f_3(x(n), p_1) = \begin{pmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-p_3) \end{pmatrix}$

В каждом блоке УПрИ функции определения векторов параметров основываются на следующем алгоритме:

Для блока 1:

$err_1(n) = f_1\left(f_2\left(f_3(x(n), p_3)\overrightarrow{k_3(n-1)}, p_2\right)\overrightarrow{k_2(n-1)}, p_1\right)\overrightarrow{k_1(n-1)} -$

$f_1\left(f_2\left(f_3(y(n), p_3)\overrightarrow{k_3(n-1)}, p_2\right)\overrightarrow{k_2(n-1)}, p_1\right)\overrightarrow{k_1(n-1)}$

ошибка представления;

$\overrightarrow{k_1(n)} = \overrightarrow{k_1(n-1)} + err_1(n)\, g_1 \overrightarrow{f_1(y(n), p_1)}$ – текущее значение вектора весовых коэффициентов.

Для блока 2:

$err_2(n) = f_2(x(n), p_2)\overrightarrow{k_2(n-1)} - f_2(y(n), p_2)\overrightarrow{k_2(n-1)}$ ошибка представления;

$\overrightarrow{k_2(n)} = \overrightarrow{k_2(n-1)} + err_2(n)\, g_2 \overrightarrow{f_2(y(n), p_2)}$ – текущее значение вектора весовых коэффициентов.

Для блока 3:

$err_3(n) = f_3(x(n), p_3)\overrightarrow{k_3(n-1)} - f_3(y(n), p_3)\overrightarrow{k_3(n-1)}$ ошибка представления;

$\overrightarrow{k_3(n)} = \overrightarrow{k_3(n-1)} + err_3(n)\, g_3 \overrightarrow{f_3(y(n), p_3)}$ – текущее значение вектора весовых коэффициентов.

Результаты

Для проверки составленного УПрИ в качестве входного сигнала будем использовать сигнал OFDM со следующими параметрами:

192 поднесущих гармонических колебания с модуляцией КАМ-4;

длина быстрого преобразования Фурье (БПФ) равна 256 символов;

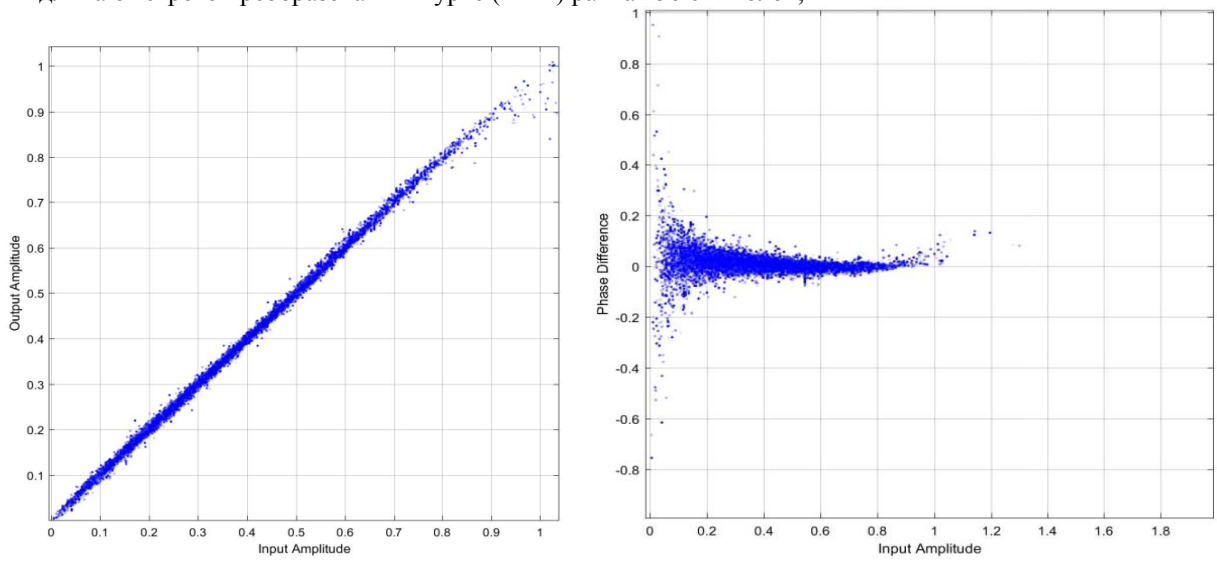


Рис. 6. Полученные характеристики АМ-АМ и АМ-ФМ для исследуемой системы с использованием предложенного УПрИ

Мы видим возможность использования (рис.6) (больший линейный участок)

Так же проделан эксперимент с такими же условиями для модели УПрИ на основе полиномиальной модели с памятью (рис. 7) [9]. Можно сделать вывод, что предложенный в этой статье алгоритм более точно компенсирует нелинейные искажения при меньшем количестве оцениваемых параметров 15 напротив 25, сложность алгоритмов примерно одинаковая.

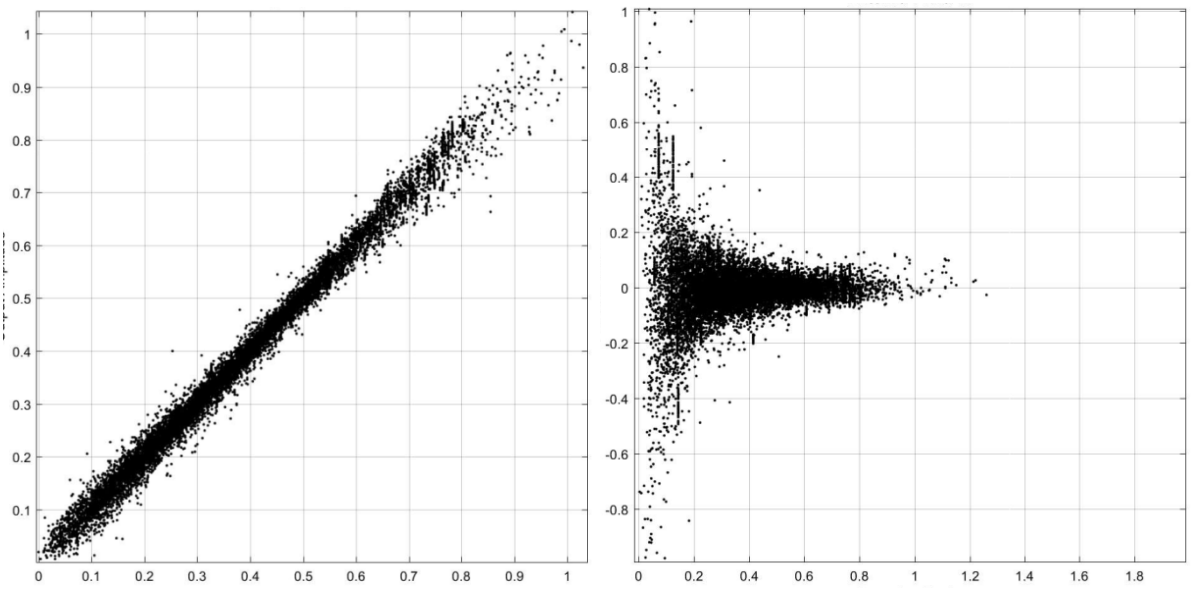


Рис. 7. Полученные характеристики АМ-АМ и АМ-ФМ для исследуемой системы с использованием УПрИ из работы [9]

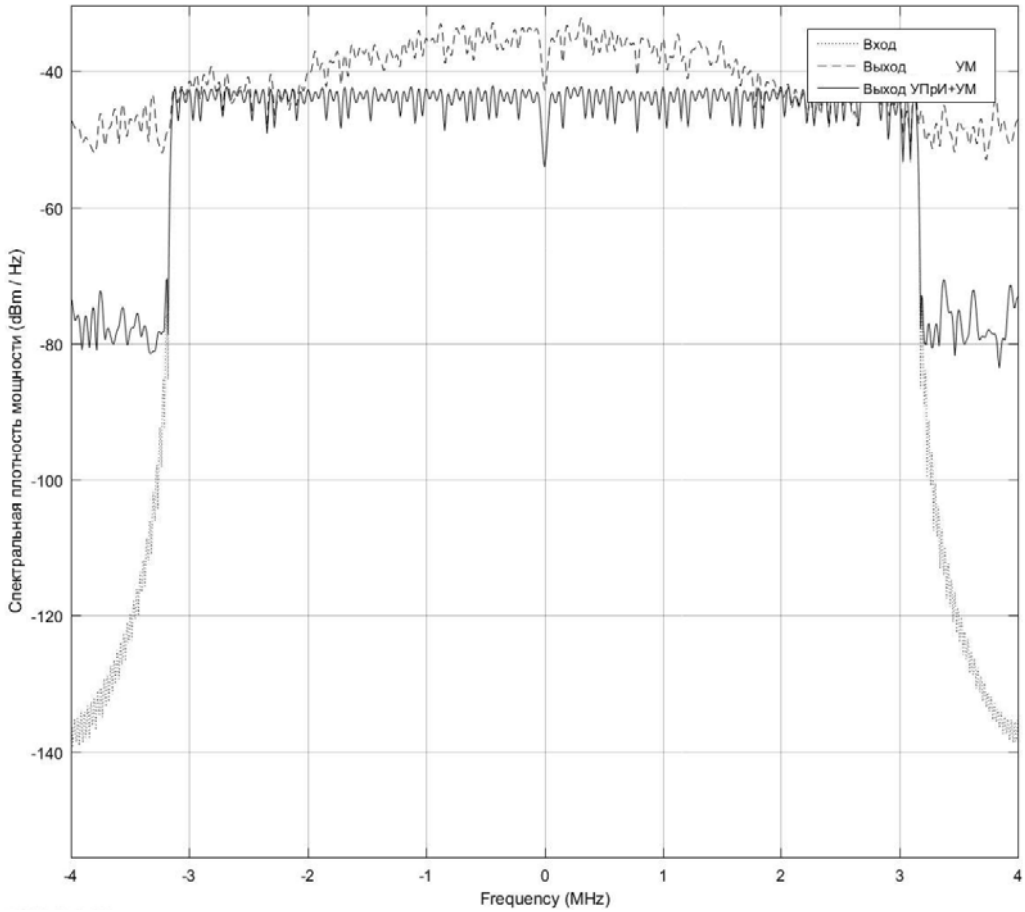


Рис. 8. Спектральные плотности мощности исследуемой системы с использованием УПрИ

На рисунке 8 приведены нормированные графики спектральной плотности мощности для сигнала без искажения, для сигнала на выходе НИУ без предискажений и для выходного сигнала последовательно соединенных УПрИ и НИУ.

Заключение

Стремление повысить энергетическую эффективность усилителей мощности сигналов в системах передачи сопровождается ростом помехи нелинейных искажений. Приведенные результаты моделирования свидетельствуют о том, что включение устройств предыскажений перед усилителями мощности позволяет увеличить динамический диапазон или энергетическую эффективность усилителя мощности при сохранении уровня помехи нелинейных искажений.

Литература

1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. Радио, 1974.
2. *Тихонов В.Ю., Шинаков Ю.С.* Оценка эффективности компенсации нелинейных искажений сигналов OFDM в нелинейных инерционных устройствах // Радиотехника. 2018. №3. С. 54-59.
3. Proposed System Impairment Models [Электронный ресурс] http://www.ieee802.org/16/tg1/phy/pres/802161pp-00_15.pdf. (Дата обращения: 23.05.2018)
4. *Saleh, A.A.M*. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers, IEEE Trans. Communications, vol. COM-29, pp.1715-1720, Nov 1981.
5. *Kim J. and Konstantinou K.* Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory, IEEE Electronics Lett., vol. 37, no. 23, pp. 1417-1418, Nov 2001.
6. *Sayed A.H*. Fundamentals of adaptive filtering. NY, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc. 2003. 1125 p.
7. *Davis M.H.A, Vinter R.B*. Stochastic Modelling and Control, Springer, 1985. ISBN 0-412-16200-8
8. *Аверина Л.И., Лавлинский С.С.* Двухблочная модель цифрового корректора для линеаризации аналогового радиотракта // Радиотехника и электроника, 2017, №7. С. 687-692.
9. *Тихонов В.Ю., Шинаков Ю.С*. Способ компенсации искажений узкополосных сигналов в нелинейных инерционных устройствах / Сборник трудов ТИО.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД БЛОКОВОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ MIMO

Токарь Михаил Сергеевич,
Приднестровский государственный университет им. Т.Г. Шевченко,
преподаватель кафедры «Квантовая радиофизика и системы связи», г. Тирасполь, Приднестровье, Молдавия,
mike-onas@yandex.ru

Аннотация

Реализация когерентных видов приема предполагает знание приемником информации о состоянии канала связи, которое может быть получено введением сигнальной избыточности для оценки канала (пилот-сигналов). В работе представлен метод дифференциального пространственно-временного блокового кодирования (ДПВБК) для применения в системах Multiple Input Multiple Output (MIMO), основанный на принципах относительной фазовой модуляции (ФМ), применение которой не требует знания приемником информации о состоянии канала связи, эффективном древовидном кодировании, позволяющем оптимизировать вычислительные мощности его реализации, и содержащий алгоритм компенсации шумовых составляющих принимаемого сигнала, за счет которого по своей эффективности предлагаемый метод сравним с методами когерентного приема. С применением пакета программ MATLAB выполнено моделирование предлагаемого метода ДПВБК для различных вариантов количества передающих и приемных антенн и видов модуляции. Проведено сравнение и определены преимущества применения метода ДПВБК.

***Ключевые слова**: относительная фазовая модуляция, комплексная ортогональная форма, когерентный прием, пространственно-временное кодирование, многолучевое распространение, спектральная эффективность, система MIMO, древовидное кодирование.*

Введение

Последнее время спрос на услуги высокоскоростного беспроводного доступа постоянно растет. Одной из перспективных технологий, повышающей помехоустойчивость и эффективность использования радиочастотного спектра, является пространственно-временное кодирование (ПВК), которое реализуется за счет одновременного задействования определенного количества пространственных каналов распространения. Образование данных каналов достигается применением разнесенных в пространстве нескольких приемных и передающих антенн – системы MIMO [1, 2]. Системы MIMO в настоящее время широко применяются в беспроводных системах связи стандартов CDMA 2000 [3], WCDMA [4], IEEE 802.11n, IEEE 802.16e, DVB-NGH [5], LTE-Advanced [6], когнитивного радио (CRS), интеллектуальных антенн (AAS) и в других системах так называемого поколения связи 4G, в том числе с использованием технологии OFDM. Исходя из этого, по всей видимости, системы MIMO будут также применяться и в так называемом следующем поколении связи 5G [7, 8].

При реализации в системах MIMO когерентного приема или предварительного кодирования данных с целью компенсации канала необходимо знание информации о состоянии пространственных каналов распространения. Для оценки этих каналов в восходящей линии связи (UL) совместно с информационными сигналами передаются известные на приемной стороне пилот-сигналы, при этом предполагается, что восходящая линия идентична нисходящей (DL). Однако, передача пилот-сигналов потребляет ресурс системы и препятствует эффективному использованию радиочастотного спектра [9]. В настоящее время осуществляется работа по преодолению данной проблемы [10], в разрешение которой внесли значительный вклад О.В. Горячкин [11, 12], В.Б. Крейнделин [13 и др.], А.В. Пестряков [14 и др.] и другие. При этом, в случае медленных замираний в канале связи, возможно оценить его состояние (канальную матрицу) в приемнике с заданной точностью. Но в случае быстрых замираний и при высокой мобильности перемещения станций оценить канальную матрицу становится затруднительным.

Для выхода из данной ситуации возможно увеличить число передаваемых пилот-сигналов и передающих антенн, но это в целом снизит спектральную эффективность системы связи ввиду уменьшения числа общей доли передаваемых информационных сигналов, увеличения требуемого интервала времени для оценки канала и снижения при этом доступного времени (времени когерентности), в течение которого данные могут быть переданы прежде, чем изменится канал, а также уменьшения мощности, выделяемой на каждую из передающих антенн [15]. Нестабильность генераторов и фазовой синхронизации приемопередающих устройств и неточное знание доплеровских сдвигов (могут быть различны для каждой антенны) также ограничит способность слеже-

ния за каналом в приемнике. Таким образом, существует большой интерес к схемам передачи, не требующим от приемника и/или передатчика знания информации о состоянии пространственных каналов связи.

В традиционных системах связи существует способ, предложенный Н.Т. Петровичем [16, 17], который допускает отсутствие информации о состоянии канала связи. Способ заключается в использовании относительной ФМ (в западной литературе применяется термин – differential phase-shift keying (DPSK)) [18-20]. Подобные схемы дифференциального кодирования нашли свое применение, например, в стандартах радиосвязи IEEE IS-54, DECT, DAMPS, PACS, PDC, TETRA и PHS.

При использовании DPSK полезная информация содержится в разности фаз двух последовательно передаваемых символов. Приемник выделяет полезную информацию путем сравнения фаз двух соседних принятых символов, что устраняет необходимость наличия в приемнике информации о состоянии канала связи. При этом следует отметить, что относительно методов когерентного приема DPSK имеет энергетические потери на величину порядка 3 дБ, которые критично не зависят от числа приемных антенн и скорости ПВК. Энергетические потери связанны с тем, что для восстановления переданной информации необходимо два принятых соседних символа (сигнала), подверженных влиянию помех и шума канала связи. Условием, которому должен отвечать канал связи – незначительные изменения состояния канала связи на интервале передачи двух соседних символов ПВК. Несоблюдение этого условия при передаче одного символа приведет к ошибочному детектированию не более двух передаваемых символов и не станет причиной размножения ошибок [21, 22]. Приведенная специфика DPSK позволяет применять её в условиях быстрых замираний и при высокой мобильности перемещения станций.

В данной работе представлен метод ДПВБК, реализуемый на принципах систем MIMO и основанный на относительной ФМ, эффективном древовидном кодировании и содержащий алгоритм компенсации шумовых составляющих принимаемого сигнала. Применяя модель релеевского канала замираний, в пакете программ MATLAB выполнено моделирование предложенного метода ДПВБК для различных вариантов количества передающих и приемных антенн и видов модуляции. Приводится количественное преимущество метода ДПВБК по сравнению с ранее используемыми подобными методами когерентных и некогерентных систем.

Модель системы MIMO

Рассмотрим систему MIMO с M передающими и N приемными антеннами (рис. 1).

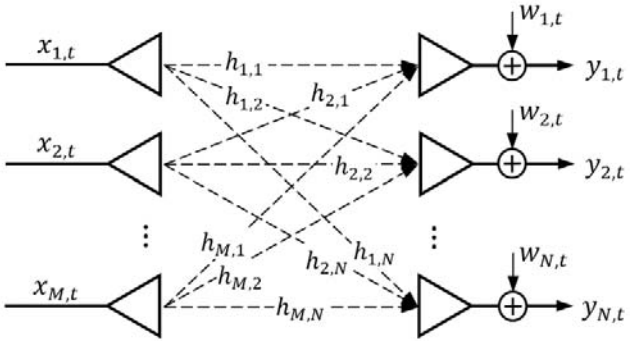


Рис. 1. Блок-схема системы MIMO

В момент времени t антенна n принимает сигнал:

$$y_{n,t} = \sum_{m=1}^{M} h_{m,n} x_{m,t} + w_{n,t} \text{ , при } n = 1,...,N$$

где $h_{m,n}$ – коэффициенты передачи канала связи от передающей антенны m к приемной антенне n, являющиеся некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами при $h_{m,n} \sim CN(0,1)$ (что соответствует некоррелированным релеевским замираниям); $x_{m,t}$ – сигнал, передаваемый от антенны m в момент времени t; $w_{n,t}$ – комплексные коэффициенты аддитивного белого гауссовского шума с $w_{n,t} \sim CN(0,\sigma^2)$ и дисперсией σ^2. Уравнение определяет модель наблюдаемого сигнала для систем MIMO.

Следует отметить, что мощность передаваемых сигналов в каждый момент времени составляет 1:

$$\sum_{m=1}^{M} \left| x_{m,t} \right|^2 = 1 \text{ , при } t = 1,...,T \text{ .} \quad (1)$$

Используем матричную форму для анализа системы MIMO:

$\mathbf{Y}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{X}_t + \mathbf{W}_t$,

где t – является индексом времени для матриц; $\mathbf{Y}_t$ – принимаемая матрица размера $N \times 1$; $\mathbf{H}_t$ – матрица канальных коэффициентов $N \times M$; $\mathbf{X}_t$ – передаваемая информационная матрица $M \times 1$, а $\mathbf{W}_t$ – матрица аддитивного белого гауссовского шума $N \times 1$.

В случае, если удовлетворяется условие $T_0 \gg T_s$, где T_0 – время когерентности, а T_s – длительность символа, – матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H}_t$ в течении T_0 относительно постоянна. Известно выражение $T_0 \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d}$ [18], где $f_d = \frac{V}{\lambda}$ – расширение Допплера, V – относительная скорость между передатчиком и приемником, а λ – длина волны сигнала.

Например, при скорости $V = 120$ км/ч и несущей частоте $f = 900$ МГц, расширение Допплера $f_d \approx 100$ Гц, а время когерентности $T_0 \approx 4,23$ мс. При несущей частоте $f = 2,5$ ГГц, $f_d \approx 278$ Гц, а $T_0 \approx 1,52$ мс. При используемой модуляции 8-PSK, скорости передачи 0,3 Мбит/с и FEC кодировании 5/6 получим символьную скорость $R_s \approx 120$ кГц и длительность символа $T_s \approx 8,33$ мкс $\left(R_s = \frac{DR}{l \cdot CR_{FEC}} \right.$, где DR – скорость потока бит/сек, CR_{FEC} – кодовая скорость помехоустойчивого кодирования, l – порядок модуляции бит/сим, $\left. l = \log_2 L \right)$. Изменение фазы, приходящееся на один символ, определяется $\Delta\theta = \frac{f_d \cdot 360^\circ}{R_s}$. Для описанных двух случаев $\Delta\theta$ равно соответственно $0,3^\circ$/символ и $0,83^\circ$/символ.

При скорости $V = 350$ км/ч [23]: для первого случая $f_d \approx 292$ Гц, $T_0 \approx 1,45$ мс, $\Delta\theta \approx 0,86^\circ$/символ; для второго случая $f_d \approx 810$ Гц, $T_0 \approx 0,52$ мс, $\Delta\theta \approx 2,43^\circ$/символ.

Следовательно, в течении длительности когерентности T_0 при заданных параметрах соблюдается условие $T_0 \gg T_s$, канальные коэффициенты $h_{m,n}$ можно считать относительно постоянными и пренебречь индексом времени t матрицы $\mathbf{H}_t$.

Дифференциальное пространственно-временное кодирование

Рассмотрим созвездие сигналов L-PSK

$x_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(\frac{2\pi kj}{L} \right)$, при $k = 0,1,2,...,L-1$,

где k – к-й сигнал созвездия модуляции; L – количество сигналов созвездия модуляции. Амплитуда сигнала делится на $\sqrt{M}$ ввиду условия (1).

Передаваемая последовательность бит в каждый из периодов передачи разбивается на группы по Ml бит и отображается сигналами созвездия $x_1, x_2, ... x_M$, из которых формируется информационная матрица $\mathbf{V}_i$, удовлетворяющая условию ортогональности:

$$\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \left(\sum_{m=1}^{M} |v_m|^2 \right) \mathbf{I}_N, \quad (2)$$

где $\mathbf{V}^H$ – эрмитово сопряжение матрицы $\mathbf{V}$, или квазиортогональности. Информационная матрица $\mathbf{V}_i$ выбирается из конечного множества $\mathbf{Q}$ в соответствии с входящими информационными битами. В момент времени t передается матрица $\mathbf{X}_t$. В момент времени $t+1$ блок передаваемых бит отображается матрицей $\mathbf{V}_{i_{t+1}}$ и передается матрица

$\mathbf{X}_{t+1} = \mathbf{X}_t \mathbf{V}_{i_{t+1}}$.

Таким образом, происходит последовательная передача матриц [24]:

$\mathbf{X}_0 = \mathbf{V}_0 = \mathbf{I}$

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_0\mathbf{V}_{i_1} = \mathbf{V}_0\mathbf{V}_{i_1}$$
$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{X}_1\mathbf{V}_{i_2} = \mathbf{V}_0\mathbf{V}_{i_1}\mathbf{V}_{i_2}$$
…
$$\mathbf{X}_t = \mathbf{X}_{t-1}\mathbf{V}_{i_t} = \mathbf{V}_0\mathbf{V}_{i_1}\ldots\mathbf{V}_{i_t}.$$

На приемной стороне имеем последовательность матриц $\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \ldots, \mathbf{Y}_t, \mathbf{Y}_{t+1}$:

$$\mathbf{Y}_t = \mathbf{H}\mathbf{X}_t + \mathbf{W}_t$$
$$\mathbf{Y}_{t+1} = \mathbf{H}\mathbf{X}_{t+1} + \mathbf{W}_{t+1} = \mathbf{Y}_t\mathbf{V}_{i_{t+1}} + \mathbf{W},$$

где $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{t+1} - \mathbf{W}_t\mathbf{V}_{i_{t+1}}$. Заметим, что при передаче, как было отмечено ранее, предполагается стационарность состояния канала связи $\left(\mathbf{H}_t \approx \mathbf{H}_{t+1}\right)$ на интервале передачи двух соседних матриц $\mathbf{X}$.

Затем, применяя детектор максимального правдоподобия (МП), определяются восстановленные значения переданных информационных матриц $\mathbf{V}_i$:

$$\hat{\mathbf{V}}_{i_{t+1}} = \arg\min_{\mathbf{V}\in\mathbf{Q}} \left\|\mathbf{Y}_{t+1} - \mathbf{Y}_t\mathbf{V}\right\|,$$

где $\left\|\cdot\right\|$ – норма Фробениуса, например $\left\|\mathbf{A}\right\| = \sqrt{\sum_{i,j}\left|a_{i,j}\right|^2}$.

Кодирование

Передаваемая последовательность бит в каждый из периодов передачи p разбивается на группы по Ml бит – $\mathbf{c}_p = \left(c_1, c_2, \ldots, c_{Ml}\right)_p$. Затем, по таблице состояний кодера, составленной ранее, исходя из комбинаций $\mathbf{c}_p$ и предыдущих переданных значений сигналов созвездия L-PSK $\mathbf{x}_{p-1} = \left(x_1, x_2, \ldots, x_M\right)_{p-1}$, рассчитываются значения дифференциальных сигналов $\mathbf{x}_p = \left(x_{M+1}, x_{M+2}, \ldots, x_{2M}\right)_p$ (принадлежат созвездию L-PSK) согласно формуле – правило дифференциального кодирования:

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{r}_p\mathbf{X}_{p-1}^T,$$

где $\mathbf{r}_p$ – вектор комплексных дифференциальных коэффициентов $\mathbf{r}_p = \left(R_1, R_2, \ldots, R_M\right)_p$; $\mathbf{X}_{p-1}$ – комплексная ортогональная матрица, составленная из сигналов $\mathbf{x}_{p-1} = \left(x_1, x_2, \ldots, x_M\right)_{p-1}$ и удовлетворяющая условию ортогональности (2), при этом порядок разнесения на передаче будет равен числу передающих антенн M.

Возможные значения дифференциальных коэффициентов $R_1, R_2, \ldots, R_i$ образуют созвездие $\mathbf{R}$, а их наборы $\left(R_1, R_2, \ldots, R_M\right)_j$, каждый из которых соответствует комбинации входных бит $c_1, c_2, \ldots, c_{Ml}$, образуют множество $\mathbf{R}_{all}$. Количество этих наборов равно числу состояний кодера $J = L^M$, которое определяется исходя их возможных комбинации входных бит $c_1, c_2, \ldots, c_{Ml}$, числа передающих антенн M и позиционности модуляции PSK.

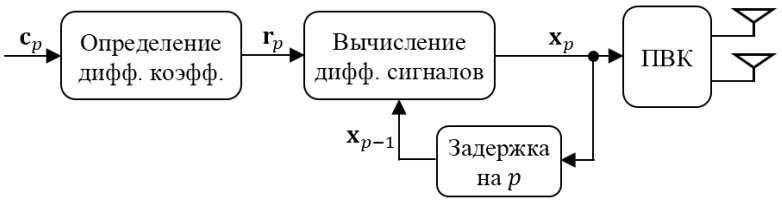


Рис. 2. Структурная схема кодера ДПВБК

Таким образом, дифференциальные сигналы $\mathbf{x}_p = \left(x_{M+1}, x_{M+2}, \ldots, x_{2M}\right)_p$ содержат передаваемую информацию бит $\mathbf{c}_p = \left(c_1, c_2, \ldots, c_{Ml}\right)_p$.

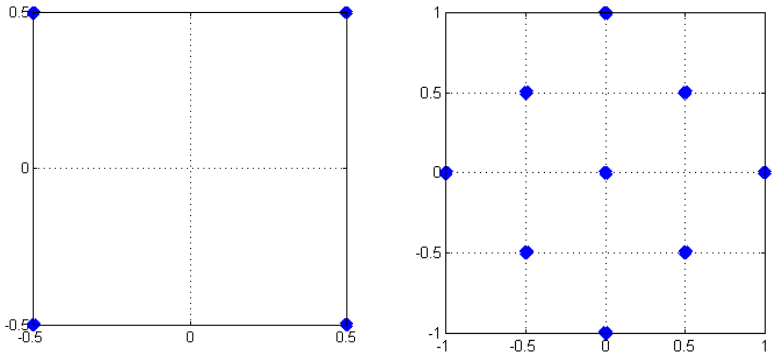
Приведем пример таблицы состояний кодера для случая $M = 2$, модуляции QPSK и $x_1 = 0,5 + 0,5\,\mathrm{j}$, $x_2 = 0,5 + 0,5\,\mathrm{j}$:

Таблица 1

j	c_1	c_2	c_3	c_4	x_3	x_4	R_1	R_2
1	0	0	0	0	0,5+0,5j	0,5+0,5j	1	0
2	0	0	0	1	0,5+0,5j	0,5-0,5j	0,5-0,5j	0,5-0,5j
3	0	0	1	0	0,5+0,5j	-0,5+0,5j	0,5+0,5j	-0,5-0,5j
4	0	0	1	1	0,5+0,5j	-0,5-0,5j	0	-j
5	0	1	0	0	0,5-0,5j	0,5+0,5j	0,5-0,5j	-0,5+0,5j
6	0	1	0	1	0,5-0,5j	0,5-0,5j	-j	0
7	0	1	1	0	0,5-0,5j	-0,5+0,5j	0	-1
8	0	1	1	1	0,5-0,5j	-0,5-0,5j	-0,5-0,5j	-0,5-0,5j
9	1	0	0	0	-0,5+0,5j	0,5+0,5j	0,5+0,5j	0,5+0,5j
10	1	0	0	1	-0,5+0,5j	0,5-0,5j	0	1
11	1	0	1	0	-0,5+0,5j	-0,5+0,5j	j	0
12	1	0	1	1	-0,5+0,5j	-0,5-0,5j	-0,5+0,5j	0,5-0,5j
13	1	1	0	0	-0,5-0,5j	0,5+0,5j	0	j
14	1	1	0	1	-0,5-0,5j	0,5-0,5j	-0,5-0,5j	0,5+0,5j
15	1	1	1	0	-0,5-0,5j	-0,5+0,5j	-0,5+0,5j	-0,5+0,5j
16	1	1	1	1	-0,5-0,5j	-0,5-0,5j	-1	0

Таким образом, существует взаимно однозначное соответствие между $\mathbf{x}_{p-1}$, комбинацией информационных бит $\mathbf{c}_p$, дифференциальными коэффициентами $\mathbf{r}_p$ и $\mathbf{x}_p$. При составлении таблицы состояний кодера можно воспользоваться выражением для нахождения $\mathbf{r}_p = \mathbf{x}_p \mathbf{X}^*_{p-1}$ ($\mathbf{X}^*_{p-1}$ – комплексное сопряжение матрицы $\mathbf{X}_{p-1}$).

В приведенном примере сигнальные созвездия модуляции QPSK и дифференциальных коэффициентов $\mathbf{R}$ представляются в виде:



а) б)

Рис. 3. а) Созвездие модуляции QPSK; б) Созвездие дифференциальных коэффициентов $\mathbf{R}$

Рассмотрим пример при $M = 2$, с применением комплексной ортогональной формы Alamouti [2]. В этом случае передача сигналов будет осуществляться согласно табл. 2:

Таблица 2

№	t	$t+1$	$t+2$	$t+3$
Антенна 1	x_1	$-x_2^*$	x_3	$-x_4^*$
Антенна 2	x_2	x_1^*	x_4	x_3^*

Сигналы x_1 и x_2 могут принимать любые значения x_k сигнального созвездия L-PSK и передаются соответственно первой и второй антенной в момент времени t, а сигналы $-x_2^*$ и x_1^* в момент $t+1$. Переданная

таким образом матрица $\mathbf{X}_1 = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix}$ не несет никакой информации и является опорной. В момент времени $t+2$ в кодер поступает блок Ml информационных бит, исходя из значений которых по таблице состояний кодера определяются два дифференциальных коэффициента R_1 и R_2. После этого рассчитываются значения дифференциальных сигналов x_3 и x_4:

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{X}_1^T \rightarrow (x_3, x_4) = (R_1, R_2)\mathbf{X}_1^T.$$

В момент времени $t+2$ через первую и вторую антенны передаются сигналы x_3 и x_4 соответственно, а в момент $t+3$ – сигналы $-x_4^*$ и x_3^*. Сигнальная матрица $\mathbf{X}_2 = \begin{pmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{pmatrix}$ несет информацию блока Ml информационных бит. После передачи матрицы $\mathbf{X}_2$, в кодер поступает очередной блок Ml бит и кодирование далее происходит по указанному алгоритму. Скорость кодирования равна 1.

При $M = 4$ и применяя действительную ортогональную форму [25], что предполагает использование модуляций типа BPSK или ASK, передача сигналов будет осуществляться согласно табл. 3:

Таблица 3

№	t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	$t+4$	$t+5$	$t+6$	$t+7$
Антенна 1	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8
Антенна 2	x_2	$-x_1$	$-x_4$	x_3	x_6	$-x_5$	$-x_8$	x_7
Антенна 3	x_3	x_4	$-x_1$	$-x_2$	x_7	x_8	$-x_5$	$-x_6$
Антенна 4	x_4	$-x_3$	x_2	$-x_1$	x_8	$-x_7$	x_6	$-x_5$

Опорная матрица имеет вид $\mathbf{X}_1 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 \\ x_3 & x_4 & -x_1 & -x_2 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & -x_1 \end{pmatrix}$. Вектор дифференциальных сигналов определяется как $\mathbf{x}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{X}_1^T \rightarrow (x_5, x_6, x_7, x_8) = (R_1, R_2, R_3, R_4)\mathbf{X}_1^T$, соответственно вектор дифференциальных коэффициентов – $\mathbf{r}_2 = \mathbf{x}_2 \mathbf{X}_1^* \rightarrow (R_1, R_2, R_3, R_4) = (x_5, x_6, x_7, x_8)\mathbf{X}_1^*$. Сигнальная матрица имеет вид $\mathbf{X}_2 = \begin{pmatrix} x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \end{pmatrix}$.

Применяя комплексную ортогональную форму [25], которая предполагает использование многопозиционной модуляции, получим:

$$\mathbf{X}_1^c = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 & x_2^* & -x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & -x_1 & -x_2 & x_3^* & x_4^* & -x_1^* & -x_2^* \\ x_4 & -x_3 & x_2 & -x_1 & x_4^* & -x_3^* & x_2^* & -x_1^* \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_2^c = \begin{pmatrix} x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_5^* & x_6^* & x_7^* & x_8^* \\ x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 & x_6^* & -x_5^* & -x_8^* & x_7^* \\ x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 & x_7^* & x_8^* & -x_5^* & -x_6^* \\ x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 & x_8^* & -x_7^* & x_6^* & -x_5^* \end{pmatrix}. \quad (4)$$

При этом, скорость кодирования равна ½.

Также, в случае необходимости, в [25] приводится способ построения действительных ортогональных форм для произвольного числа передающих антенн с кодовой скоростью 1 и комплексных ортогональных форм с кодовой скоростью ½.

Далее рассмотрим реализацию кодирования, которое осуществляется по следующему древовидному алгоритму (для случая $M = 2$ и модуляции QPSK) (рис. 4).

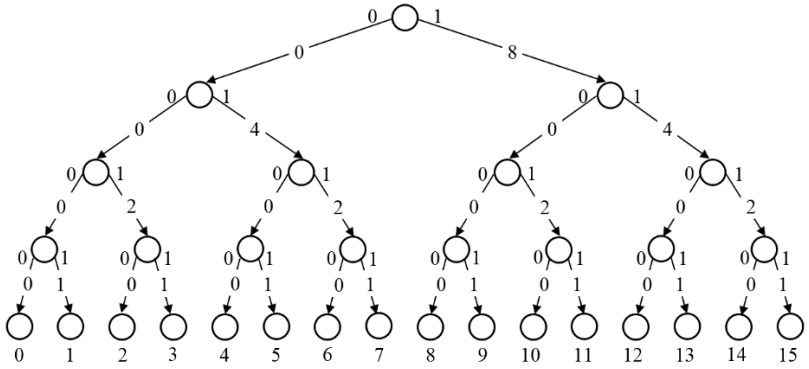


Рис. 4. Древовидный алгоритм кодирования

Исходя из того, что в данном случае $Ml = 4$ бит кодирование (определение значений $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2)_p$) осуществляется за четыре шага. Значения бит $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, c_3, c_4)_p$ определяют путь от узла к узлу по ветвям. Перемещаясь по каждой ветви происходит суммирование весов ветвей. Значение суммы с добавочной единицей указывает на значение состояния кодера j, исходя из которого определяются R_1 и R_2. Таким образом, отсутствует необходимость, имея 4 входных бита, производить перебор по всем возможным их вариациям $(J = 16)$ в таблице состояния кодера, что оптимизирует вычислительную нагрузку и скорость вычислений.

Пример: В кодер поступило 4 бит – 0101. Сумма весов ветвей составляет 0+4+0+1=5. Добавляя единицу к сумме получим $j = 6$ и, следовательно, по Таблице 1: $R_1 = -j$, $R_2 = 0$.

Декодирование

Как видно из рис. 1, на каждую из приемных антенн наводится совокупность сигналов, излучённых всеми передающими антеннами. При этом предполагается, что все каналы распространения являются некоррелированными и, следовательно, достигается максимальное разнесение.

Рассмотрим случай, при котором $M = 2$ и $N = 1$. Сигналы, принятые приемной антенной, в соответствующие моменты времени могут быть записаны как:

$$y_t = h_1 x_1 + h_2 x_2 + w_t, \quad y_{t+1} = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + w_{t+1},$$

$$y_{t+2} = h_1 x_3 + h_2 x_4 + w_{t+2}, \quad y_{t+3} = -h_1 x_4^* + h_2 x_3^* + w_{t+3}.$$

В матричном виде:

$$\begin{pmatrix} y_t \\ y_{t+1} \\ y_{t+2} \\ y_{t+3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \\ x_3 & x_4 \\ -x_4^* & -x_3^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_t \\ w_{t+1} \\ w_{t+2} \\ w_{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1^T \\ \mathbf{X}_2^T \end{pmatrix} \mathbf{H} + \begin{pmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \end{pmatrix}.$$

Тогда восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{pmatrix}\hat{R}_1\\ \hat{R}_2\end{pmatrix}=\frac{\begin{pmatrix}y_t^* & y_{t+1}\\ y_{t+1}^* & -y_t\end{pmatrix}\begin{pmatrix}y_{t+2}\\ y_{t+3}^*\end{pmatrix}}{|y_t|^2+|y_{t+1}|^2}.$$

Структурная схема декодера ДПВБК показана на рис. 5.

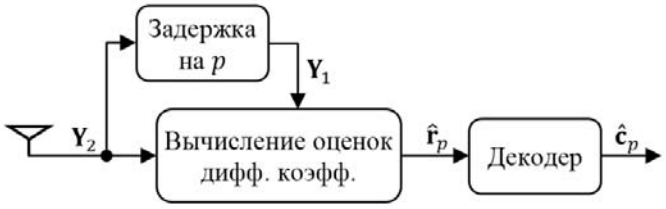


Рис. 5. Структурная схема декодера ДПВБК

Далее условимся в обозначениях: y_1^t – верхний индекс определяет момент времени, а нижний – номер приемной антенны; $\mathbf{Y}^{\langle 1\rangle}$ – верхний индекс в скобах $\langle\cdot\rangle$ определяет номер столбца матрицы $\mathbf{Y}$.

При $M=2$ и $N=2$

$$\begin{pmatrix}y_1^t & y_2^t\\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1}\end{pmatrix}=\mathbf{X}_1^T\begin{pmatrix}h_{11} & h_{12}\\ h_{21} & h_{22}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}w_1^t & w_2^t\\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1}\end{pmatrix}\rightarrow \mathbf{Y}_1=\mathbf{X}_1^T\mathbf{H}+\mathbf{W}_1,$$

$$\begin{pmatrix}y_1^{t+2} & y_2^{t+2}\\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3}\end{pmatrix}=\mathbf{X}_2^T\mathbf{H}+\begin{pmatrix}w_1^{t+2} & w_2^{t+2}\\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3}\end{pmatrix}\rightarrow \mathbf{Y}_2=\mathbf{X}_2^T\mathbf{H}+\mathbf{W}_2.$$

В этом случае восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{pmatrix}\hat{R}_1\\ \hat{R}_2\end{pmatrix}=\frac{\begin{pmatrix}\left(y_1^t\right)^* & y_1^{t+1}\\ \left(y_1^{t+1}\right)^* & -y_1^t\end{pmatrix}\begin{pmatrix}y_1^{t+2}\\ \left(y_1^{t+3}\right)^*\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\left(y_2^t\right)^* & y_2^{t+1}\\ \left(y_2^{t+1}\right)^* & -y_2^t\end{pmatrix}\begin{pmatrix}y_2^{t+2}\\ \left(y_2^{t+3}\right)^*\end{pmatrix}}{\left|\mathbf{Y}_1^{\langle 1\rangle}\right|^2+\left|\mathbf{Y}_1^{\langle 2\rangle}\right|^2}.$$

При $M=4$ и $N=1$

$$\begin{pmatrix}y_1^t\\ y_1^{t+1}\\ y_1^{t+2}\\ y_1^{t+3}\end{pmatrix}=\mathbf{X}_1^T\begin{pmatrix}h_1\\ h_2\\ h_3\\ h_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}w_1^t\\ w_1^{t+1}\\ w_1^{t+2}\\ w_1^{t+3}\end{pmatrix};\quad \begin{pmatrix}y_1^{t+4}\\ y_1^{t+5}\\ y_1^{t+6}\\ y_1^{t+7}\end{pmatrix}=\mathbf{X}_2^T\begin{pmatrix}h_1\\ h_2\\ h_3\\ h_4\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}w_1^{t+4}\\ w_1^{t+5}\\ w_1^{t+6}\\ w_1^{t+7}\end{pmatrix}.$$

Соответственно, $\mathbf{Y}_1=\mathbf{X}_1^T\mathbf{H}+\mathbf{W}_1$, $\mathbf{Y}_2=\mathbf{X}_2^T\mathbf{H}+\mathbf{W}_2$.

$$\begin{pmatrix}\hat{R}_1\\ \hat{R}_2\\ \hat{R}_3\\ \hat{R}_4\end{pmatrix}=\frac{\begin{pmatrix}y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3}\\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2}\\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1}\\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t\end{pmatrix}^*\mathbf{Y}_2}{|\mathbf{Y}_1|^2}.$$

При $M=4$ и $N=2$

$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \\ y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \end{pmatrix} = \mathbf{X}_1^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \\ w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+4} & y_2^{t+4} \\ y_1^{t+5} & y_2^{t+5} \\ y_1^{t+6} & y_2^{t+6} \\ y_1^{t+7} & y_2^{t+7} \end{pmatrix} = \mathbf{X}_2^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+4} & w_2^{t+4} \\ w_1^{t+5} & w_2^{t+5} \\ w_1^{t+6} & w_2^{t+6} \\ w_1^{t+7} & w_2^{t+7} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2,$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t \end{pmatrix}^* \mathbf{Y}_2^{\langle 1 \rangle} + \begin{pmatrix} y_2^t & y_2^{t+1} & y_2^{t+2} & y_2^{t+3} \\ y_2^{t+1} & -y_2^t & y_2^{t+3} & -y_2^{t+2} \\ y_2^{t+2} & -y_2^{t+3} & -y_2^t & y_2^{t+1} \\ y_2^{t+3} & y_2^{t+2} & -y_2^{t+1} & -y_2^t \end{pmatrix}^* \mathbf{Y}_2^{\langle 2 \rangle}}{\left|\mathbf{Y}_1^{\langle 1 \rangle}\right|^2 + \left|\mathbf{Y}_1^{\langle 2 \rangle}\right|^2}.$$

В случае применения на стороне передачи комплексных ортогональных форм (3), (4) принятые сигналы, при $M = 4$ и $N = 1$, определяются как:

$$\begin{pmatrix} y_1^t \\ y_1^{t+1} \\ y_1^{t+2} \\ y_1^{t+3} \\ y_1^{t+4} \\ y_1^{t+5} \\ y_1^{t+6} \\ y_1^{t+7} \end{pmatrix} = \left(\mathbf{X}_1^c\right)^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t \\ w_1^{t+1} \\ w_1^{t+2} \\ w_1^{t+3} \\ w_1^{t+4} \\ w_1^{t+5} \\ w_1^{t+6} \\ w_1^{t+7} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} y_1^{t+8} \\ y_1^{t+9} \\ y_1^{t+10} \\ y_1^{t+11} \\ y_1^{t+12} \\ y_1^{t+13} \\ y_1^{t+14} \\ y_1^{t+15} \end{pmatrix} = \left(\mathbf{X}_2^c\right)^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+8} \\ w_1^{t+9} \\ w_1^{t+10} \\ w_1^{t+11} \\ w_1^{t+12} \\ w_1^{t+13} \\ w_1^{t+14} \\ w_1^{t+15} \end{pmatrix}.$$

Соответственно, $\mathbf{Y}_1^c = \left(\mathbf{X}_1^c\right)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1^c$, $\mathbf{Y}_2^c = \left(\mathbf{X}_2^c\right)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2^c$. Для дальнейших расчетов необходимо преобразовать $\mathbf{Y}_2^c$ к следующему виду:

$$\mathbf{Y}_{2korr}^c = \left(y_1^{t+8} \; y_1^{t+9} \; y_1^{t+10} \; y_1^{t+11} \left(y_1^{t+12}\right)^* \left(y_1^{t+13}\right)^* \left(y_1^{t+14}\right)^* \left(y_1^{t+15}\right)^*\right)^T.$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} & \left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+5}\right)^* & \left(y_1^{t+6}\right)^* & \left(y_1^{t+7}\right)^* \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} & \left(y_1^{t+5}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+7}\right)^* & -\left(y_1^{t+6}\right)^* \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} & \left(y_1^{t+6}\right)^* & -\left(y_1^{t+7}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+5}\right)^* \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t & \left(y_1^{t+7}\right)^* & \left(y_1^{t+6}\right)^* & -\left(y_1^{t+5}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* \end{pmatrix}^* \mathbf{Y}_{2korr}^c}{\left|\mathbf{Y}_1^c\right|^2}.$$

При $M = 4$ и $N = 2$

$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \\ y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \\ y_1^{t+4} & y_2^{t+4} \\ y_1^{t+5} & y_2^{t+5} \\ y_1^{t+6} & y_2^{t+6} \\ y_1^{t+7} & y_2^{t+7} \end{pmatrix} = \left(\mathbf{X}_1^c\right)^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \\ w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \\ w_1^{t+4} & w_2^{t+4} \\ w_1^{t+5} & w_2^{t+5} \\ w_1^{t+6} & w_2^{t+6} \\ w_1^{t+7} & w_2^{t+7} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1^c = \left(\mathbf{X}_1^c\right)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1^c,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+8} & y_2^{t+8} \\ y_1^{t+9} & y_2^{t+9} \\ y_1^{t+10} & y_2^{t+10} \\ y_1^{t+11} & y_2^{t+11} \\ y_1^{t+12} & y_2^{t+12} \\ y_1^{t+13} & y_2^{t+13} \\ y_1^{t+14} & y_2^{t+14} \\ y_1^{t+15} & y_2^{t+15} \end{pmatrix} = \left(\mathbf{X}_2^c\right)^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+8} & w_2^{t+8} \\ w_1^{t+9} & w_2^{t+9} \\ w_1^{t+10} & w_2^{t+10} \\ w_1^{t+11} & w_2^{t+11} \\ w_1^{t+12} & w_2^{t+12} \\ w_1^{t+13} & w_2^{t+13} \\ w_1^{t+14} & w_2^{t+14} \\ w_1^{t+15} & w_2^{t+15} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2^c = \left(\mathbf{X}_2^c\right)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2^c.$$

Также преобразуем $\mathbf{Y}_2^c$:

$$\mathbf{Y}_{2korr}^c = \begin{pmatrix} y_1^{t+8} & y_1^{t+9} & y_1^{t+10} & y_1^{t+11} & \left(y_1^{t+12}\right)^* & \left(y_1^{t+13}\right)^* & \left(y_1^{t+14}\right)^* & \left(y_1^{t+15}\right)^* \\ y_2^{t+8} & y_2^{t+9} & y_2^{t+10} & y_2^{t+11} & \left(y_2^{t+12}\right)^* & \left(y_2^{t+13}\right)^* & \left(y_2^{t+14}\right)^* & \left(y_2^{t+15}\right)^* \end{pmatrix}^T.$$

$$\mathbf{P}_1 = \begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} & \left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+5}\right)^* & \left(y_1^{t+6}\right)^* & \left(y_1^{t+7}\right)^* \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} & \left(y_1^{t+5}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+7}\right)^* & -\left(y_1^{t+6}\right)^* \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} & \left(y_1^{t+6}\right)^* & -\left(y_1^{t+7}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* & \left(y_1^{t+5}\right)^* \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t & \left(y_1^{t+7}\right)^* & \left(y_1^{t+6}\right)^* & -\left(y_1^{t+5}\right)^* & -\left(y_1^{t+4}\right)^* \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{P}_2 = \begin{pmatrix} y_2^t & y_2^{t+1} & y_2^{t+2} & y_2^{t+3} & \left(y_2^{t+4}\right)^* & \left(y_2^{t+5}\right)^* & \left(y_2^{t+6}\right)^* & \left(y_2^{t+7}\right)^* \\ y_2^{t+1} & -y_2^t & y_2^{t+3} & -y_2^{t+2} & \left(y_2^{t+5}\right)^* & -\left(y_2^{t+4}\right)^* & \left(y_2^{t+7}\right)^* & -\left(y_2^{t+6}\right)^* \\ y_2^{t+2} & -y_2^{t+3} & -y_2^t & y_2^{t+1} & \left(y_2^{t+6}\right)^* & -\left(y_2^{t+7}\right)^* & -\left(y_2^{t+4}\right)^* & \left(y_2^{t+5}\right)^* \\ y_2^{t+3} & y_2^{t+2} & -y_2^{t+1} & -y_2^t & \left(y_2^{t+7}\right)^* & \left(y_2^{t+6}\right)^* & -\left(y_2^{t+5}\right)^* & -\left(y_2^{t+4}\right)^* \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \frac{\mathbf{P}_1^* \mathbf{Y}_{2korr}^{c\langle 1\rangle} + \mathbf{P}_2^* \mathbf{Y}_{2korr}^{c\langle 2\rangle}}{\left|\mathbf{Y}_1^{c\langle 1\rangle}\right|^2 + \left|\mathbf{Y}_1^{c\langle 2\rangle}\right|^2}.$$

После того, как получены восстановленные значения дифференциальных коэффициентов, приемник, путем оценки МП, выбирает ближайший вектор $\left(R_1, R_2, ..., R_M\right)_j$ из множества их комбинаций $\mathbf{R}_{all}$, представленных таблицей состояния кодера, и определяет соответствующую состоянию кодера j переданную последовательность бит $\hat{\mathbf{c}}_p$

$$\left(\hat{c}_1, \hat{c}_2, ..., \hat{c}_{Ml}\right)_j = \arg\min_{j \in \mathbf{R}_{all}} \left| \left(R_1, R_2, ..., R_M\right)_j - \left(\hat{R}_1, \hat{R}_2, ..., \hat{R}_M\right) \right|^2.$$

Далее опишем алгоритм компенсации шумовых составляющих. Обратим внимание на то, что после приема $\mathbf{Y}_1$ и $\mathbf{Y}_2$ появляется возможность оценить значения канальной матрицы (при условии достоверности декодирования $\hat{\mathbf{c}}_p$ и $\mathbf{X}_1 \neq \mathbf{X}_2$): $\mathbf{H} = \left(\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T\right)^{-1}\left(\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2\right)$, следовательно, возможно восстановить значения матрицы шума $\mathbf{W}_1$, при приеме $\mathbf{Y}_1$, и $\mathbf{W}_2$, при приеме $\mathbf{Y}_2$:

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{Y}_1 - \mathbf{X}_1^T\left(\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T\right)^{-1}\left(\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2\right),\ \mathbf{W}_2 = \mathbf{Y}_2 - \mathbf{X}_2^T\left(\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T\right)^{-1}\left(\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2\right).$$

Но, так как декодирование переданных матрицами $\mathbf{X}_1$ и $\mathbf{X}_1$ бит $\hat{\mathbf{c}}_p$ уже произошло, возможно, определив значения матрицы шума $\mathbf{W}_2$, вычесть их из $\mathbf{Y}_2$ и использовать полученное (т.е. вектор $\mathbf{Y}_2$ без учета влияния шума) и следующий принятый вектор $\mathbf{Y}_3$ для восстановления дифференциальных коэффициентов $\hat{R}_1, \hat{R}_2, ..., \hat{R}_M$ и декодирования последующих переданных бит $\hat{\mathbf{c}}_p$. Таким образом, условие, которое упоминалось ранее, – при декодировании участвует два символа (вектора) $\mathbf{Y}_p$ и $\mathbf{Y}_{p+1}$, на которые накладываются помехи и шум канала связи, – изменяется, и, уже в данной ситуации, при декодировании лишь один вектор принимаемых сигналов будет подвержен влиянию шума, а из второго это влияние будет удалено. Описанный алгоритм дает возможность по эффективности приблизить метод ДПВБК к методам когерентного приема, при том, что в этих методах применяются пилот-сигналы, которые не содержат полезной пользовательской информации, тем самым, являясь избыточными, не позволяют эффективно использовать радиочастотный спектр.

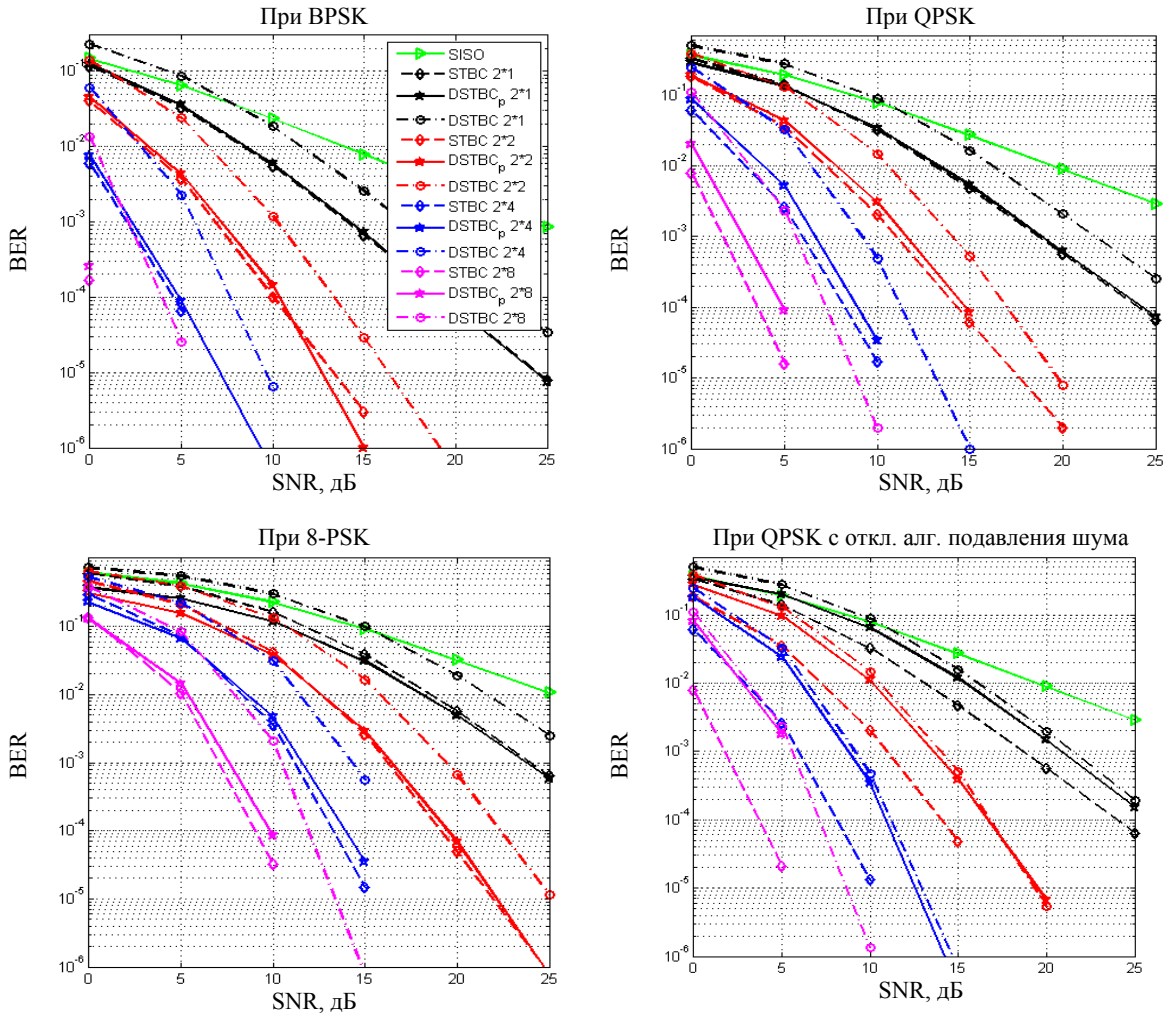


Рис. 6. Кривые помехоустойчивости для рассматриваемых случаев

Моделирование

Моделирование выполнялось в пакете программ MATLAB для различного числа приемных и передающих антенн. Результаты моделирования представлены на рис. 6 (для $M = 2$) в виде зависимостей вероятности ошибки принятых символов (BER) от отношения сигнал/шум в системе (SNR) и приведены для модуляций BPSK, QPSK и 8-PSK при использовании ПВК Alamouti [2], типичной схемы описанного дифференциального ПВК [24] и предлагаемого ДПВБК. Моделирование проводилось при использовании релеевского канала замираний, с учетом соблюдения условия относительно постоянных значений канальных коэффициентов $h_{m,n}$ в течении времени когерентности T_0, и 10^6 независимых равновероятных информационных символов (бит), переданных при помощи каждого из указанных видов кодирования

Заключение

Предложенный метод ДПВБК относится к методам некогерентного приема, основан на принципе относительной ФМ, что допускает отсутствие необходимости наличия информации о состоянии канала связи на приемной стороне. Этот метод содержит также алгоритм древовидного кодирования и компенсации шумовых составляющих канала связи, что, соответственно, оптимизирует вычислительную нагрузку и позволяет по своей помехоустойчивости быть сравнимым с методами когерентного приема.

Применение метода ДПВБК для произвольного количества передающих антенн ограничено необходимостью наличия соответствующих комплексных ортогональных форм. В данной работе для $M = 2$ используется комплексная ортогональная форма Alamouti [2] (code rate = 1), для $M = 4$ – действительная и комплексная ортогональные формы [25] (code rate = 1 и ½).

Необходимо отметить, что увеличение позиционности ФМ или количества передающих антенн приводит к экспоненциальному росту вычислительной сложности декодирования, поскольку число состояний таблицы кодирования/декодирования $J = L^M$. Ввиду этого целесообразно при декодировании воспользоваться методами сферического декодирования.

Из приведенных графиков видно, что по эффективности при равных количествах пространственных каналов ПВК Alamouti практически сравним с предложенным ДПВБК (при включении алгоритма компенсации шума) и они оба выигрывают у типичного дифференциального ПВК в среднем на 3 дБ, что является определенным результатом. Этим можно сказать о сравнении помехоустойчивостей когерентного ПВК Alamouti и некогерентного ДПВБК. Необходимо также подчеркнуть то, что ПВК Alamouti моделировался с учетом достоверного знания о состоянии канала связи, что не во всех случаях достижимо. Также отмечаем, что при реализации ПВК, как уже упоминалось, необходима оценка канала при помощи пилот-сигналов, которые потребляют ресурс системы и препятствуют эффективному использованию радиочастотного спектра, в то время как у ДПВБК такая необходимость отсутствует.

Следует также отметить об эффективности ДПВБК и без применения алгоритма компенсации шумовых составляющих канала связи (кривые помехоустойчивости при отключенном алгоритме компенсации шума), что объясняется совокупным увеличением расстояния между ближайшими состояниями, определяемыми точками сигнального созвездия дифференциальных коэффициентов $\mathbf{R}$, по сравнению с подобным расстоянием созвездия ФМ.

Ввиду очевидных преимуществ, изложенный метод может найти применение в современных системах радиосвязи с быстро меняющимися параметрами канала связи из-за высокой скорости перемещения мобильных станций.

Литература

1. *Yang S., Hanzo L.* Fifty years of MIMO detection: The road to large-scale MIMOs // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2015. Vol. 17, № 4, pp. 1941-1988.

2. *Alamouti S.M.* Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE J. Select. Areas in Comm. – 1998. – Vol. 16, № 8, pp. 1451-1458.

3. The CDMA 2000 Candidate Submission, TIA 45.5 Subcommittee, June 2, 1998. Draft.

4. Space-Time Block Coded Transmit Antenna Diversity for WCDMA, Texas Instruments Inc., Helsinki, Finland, UMTS SMG2-LI, Tech. doc. 662/1998, Dec, pp. 14-18.

5. *Григорьев В.А., Хворов И.А., Аксенов В.О., Щесняк А.С.* MIMO-летное видение // Радиочастотный спектр. 2015. № 2. С. 22-27.

6. *Akyildiz I.F., Gutierrez-Estevez D.M., Reyes E.C.* The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced // Physical Communication. 2010. Vol. 3, pp. 217-244.

7. *Hassan N., Fernando X.* Massive MIMO Wireless Networks: An Overview // Electronics 2017. 6. 63.

8. *Moby P.M., Athira K.R., Axamol C.C., Sreeshma P.S.* Enhancement of Channel Potential and Spectral Efficiency using Hyper-MIMO In 5G // AJAST. 2018. Vol. 2, pp. 71-76.

9. *Marzetta T.L.* Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas // IEEE Trans. Wireless Commun. 2010. Vol. 9, pp. 3590–3600.

10. *Zhang J., Zhang B., Chen S., Mu X., El-Hajjar M., and Hanzo L.* Pilot Contamination Elimination for Large-Scale Multiple-Antenna Aided OFDM Systems // IEEE J. Select. Top. Signal Process. 2014. Vol. 8, pp. 759-772.

11. *Горячкин О.В*. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003. 230 с.

12. *Березовский А.А., Горячкин О.В*. Слепая идентификация многомерных сигналов и ее применение в MIMO-системах связи // Электросвязь. 2017. № 11. С. 30-35.

13. *Крейнделин В.Б., Старовойтов М.Ю*. Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах MIMO, работающих в стандарте LTE // Электросвязь. 2017. № 12. С. 22-27.

14. *Поборчая Н.Е., Пестряков А.В*. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO // Электросвязь. 2017. № 12. С. 42-48.

15. *Hochwald B.M., Marzetta T.L., Richardson T.L., Sweldens W., Urbanke R.* Systematic design of unitary space-time constellations // IEEE Trans. Inform. Theory. 2000. Vol. 46, № 6, pp. 1962-1973.

16. *Петрович Н.Т*. Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями. А.с. № 105692, приоритет от 12.02.1954.

17. *Петрович Н.Т*. Новые способы осуществления фазовой телеграфии // Радиотехника. 1957, № 10. С. 7-9.

18. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

19. *Зюко А.Г. Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В*. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

20. *Hughes B.L*. Differential space-time modulation // IEEE Transactions on Information Theory. 2000. Vol. 46, № 7, pp. 2567-2578.

21. *Петрович Н.Т*. Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М, 2003. 108 с.

22. *Голдсмит А*. Беспроводные коммуникации. Пер. с англ. М.: Техносфера, 2011. 904 с.

23. ITU-R, “Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s),” tech. rep., REPORT ITU-R M.2134, 2008.

24. *Tarokh V., Jafarkhani H.* A differential detection scheme for transmit diversity // IEEE J. Select. Areas Commun. 2000. Vol. 18, № 7, pp. 1169-1174.

25. *Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R.* Space-time block codes from orthogonal designs // IEEE Trans. Inform. Theory. 1999. Vol. 45, № 5. pp. 1456-1467.

ОБЩИЕ И ЧАСТНЫЕ РЕШЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ОБУЧЕНИИ

Шестаков Владимир Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики,
доцент кафедры Метрологии, стандартизации и измерений в инфокоммуникациях, доцент, к.т.н.,
Москва, Россия,
shvvov@mtuci.ru

Аджемов Артём Сергеевич,
Московский технический университет связи и информатики,
Президент университета – Председатель Попечительского совета, профессор, д.т.н., Москва, Россия,
asa@mtuci.ru

Манонина Ирина Владимировна,
Московский технический университет связи и информатики,
доцент кафедры Метрологии, стандартизации и измерений в инфокоммуникациях, к.т.н., Москва, Россия,
ivm@mtuci.ru

Аннотация

Существующие инфокоммуникационные технологии широко применяются в современных образовательных учреждениях различного уровня и, в частности, в высшей школе. Известно множество примеров использования разнообразных программных продуктов, с помощью которых создаются учебные материалы в виде электронных лекций, тренажеров, презентаций, виртуальных объектов на основе идей дополненной реальности и т.д., и т.п. Помимо методических эффектов от использования этих технологий в плане достижения наилучшего результата по освоению учащимися изучаемого материала, каждая технология может быть оценена по сложности и стоимости создания законченного учебного продукта, а также времени, затрачиваемого на его создание. И достаточно часто оказывается, что внешне эффектное, дорогостоящее решение на практике не приводит к заметному улучшению освоения материала на требуемом уровне, оцениваемом соответствующим закреплением знаний, навыков и умений, а также формирования необходимых компетенций.

Умение ловко пользоваться калькулятором не может заменить устного счёта и знания таблицы умножения, а красочные фильмы – традиционного чтения книг. Объяснения этого кроются в особенностях человеческого восприятия окружающей действительности и сложных процессах его психоэмоционального восприятия.

Отмечая данное положение, в тоже время следует подчеркнуть, что это вовсе не означает отрицания эффективного применения инфокоммуникаций в образовании, а точнее в обучении. Это следует понимать, как призыв к разумному сосуществованию новых и традиционных методик с их оправданной и естественной модернизацией и трансформацией при использовании инфокоммуникаций. На основе научных статей, монографий, встреч, дискуссий и обсуждений тех или иных научных проблем наиболее квалифицированными и опытными преподавателями создаются основы обучения – учебники. Представляется, что они должны на высоком научном уровне представить описание соответствующей дисциплины с учётом существующей многоуровневой системы образования в России.

Современные инфокоммуникационные технологии открывают новые возможности в создании, так называемых, электронных учебников, где с привлечением мультимедийных возможностей отображения информации и создания гиперссылок фактически организуется широкое взаимоувязанное образовательное пространство. Однако в силу именно этого обстоятельства, а именно, необходимости взаимного увязывания и согласования, создание полноценных электронных учебников, фактически глобальных сетевых структур, становится достаточно сложным и небыстрым процессом. Поэтому в тактическом плане и с пониманием перспективы целесообразно в настоящее время сосредоточиться на формировании электронных фрагментов будущей глобальной образовательной инфраструктуры.

Для решения данной задачи будем полагать, что учебник по той или иной дисциплине в традиционной или какой-либо иной форме существует. Необходимо на его основе сформировать дополнительные, но не менее важные методические материалы в виде лекций для студентов, тестирующих и контролирующих комплексов, контрольных работ и заданий, лабораторных работ и прочее.

***Ключевые слова**: образовательное пространство, учебные материалы, электронные лекции, электронные курсы, инфокоммуникационные технологии, презентация.*

Введение

Учитывая широкое распространение и практическое использование различных электронных гаджетов, особенно в молодёжной среде, создание электронных курсов является первостепенной задачей. Онлайн-образование в настоящее время наиболее распространённый и перспективный формат. Электронные курсы позволяют иметь доступ к учебным материалам и получать знания в любое время, в любом месте и на любых устройствах.

При этом наряду с электронными учебниками, наиболее полно освещающими весь изучаемый материал, всё большее значение приобретают электронные лекции. Основное преимущество которых, достаточная полнота излагаемого материала по конкретной дисциплине с видео и аудио пояснением, постоянная доступность в подготовке с использованием разных электронных устройств (компьютера, ноутбука, планшета, смартфона), возможность быстрого выбора любого раздела для более углублённого освоения, возможность самостоятельного контроля усвоения учебного материала.

В отличие от интернета, где необходимо искать информацию в разных источниках, в электронном курсе изложен весь необходимый материал для подготовки, он более широкий в сравнении с конспектом (даже при условии, что конспект ведется аккуратно) [1].

Доступ к создаваемым ресурсам обычно осуществляется через системы дистанционного образования, которые должны соответствовать определенным критериям.

Наиболее важные критерии систем дистанционного обучения:

- установка на любую аппаратно-программную платформу;
- защищенность системы;
- простой, интуитивно-понятный интерфейс;
- наличие в системе функций, используемых для организации электронного обучения с применением дистанционных образовательных технологий – разработка и редактирование курсов, набор элементов курса;
- поддержка русского языка;
- модульность курса (в современных системах электронного образования курс может представлять собой набор микромодулей или блоков учебного материала, которые могут быть использованы в других курсах. Объекты знаний могут просто переноситься из одного курса в другой, совершенно отличный от него курс. Цель создания этих объектов – сокращение времени разработки курсов, поскольку, создав один объект, его можно повторно использовать снова и снова);
- интегрирование внешних модулей для расширения функционала;
- поддержка международных стандартов (*IMS*, *SCORM*), используемых в электронном обучении;
- возможность организации балльно-рейтинговой системы.

Наиболее известные системы дистанционного обучения (СДО)

Moodle (*Modular Object-Oriented Dynamic Learning Environment*) модульная объектно-ориентированная динамическая учебная среда – свободно распространяемая система управления обучением *LMS* (*Learning Management System*). Ориентирована на организацию взаимодействия между преподавателем и учениками. Подходит как для организации дистанционных курсов, так и для поддержки очного обучения. *Moodle* переведена на десятки языков, в том числе и русский и используется почти в 50 тысячах организаций из более чем 200 стран мира.

Claroline LMS – это платформа для электронного обучения (*e-Learning*) и электронной деятельности (*e-Working*), позволяющая учителям создавать эффективные онлайн-курсы и управлять процессом обучения и совместными действиями на основе веб-технологий. *Claroline LMS* выпущена на основе лицензии с Открытым Кодом (*Open Source*). Она применяется в сотнях организаций 90 стран мира. Интерфейс программы переведен на 35 языков, среди которых есть и русский. Позволяет создавать и администрировать курсы в режиме онлайн.

Финский проект ***Eliademy*** позволяет легко и просто создавать свои собственные дистанционные курсы, которые можно использовать в образовательной деятельности:

- *Eliademy* – функционал существенно прост и интуитивно понятен, такого обилия кнопок и возможных действий, как есть в *Moodle*, здесь нет.
- *Eliademy* – это не только платформа для создания курсов, не только *LMS* система. Это ещё и МООС – место, где предоставляются Массовые Открытые Онлайн Курсы, на которые может записаться любой желающий. Кроме этого, на *Eliademy* не так давно появилась возможность университетам и организациям создавать платные курсы, но для любого желающего платформа остаётся полностью бесплатной.

Система ***Microsoft Learning Content Development System*** (***LCDS***) – это бесплатный инструмент, позволяющий участникам сообщества обучения и сертификации по программам *Microsoft* создавать интерактивные курсы высокого качества для работы в сети и презентации *Microsoft Silverlight Learning Snack*. С помощью системы *LCDS* любой участник сообщества обучения и сертификации по программам *Microsoft* может публиковать курсы электронного обучения и презентации *Learning Snacks* путём заполнения удобных форм *LCDS*, позволяю-

щих без затруднений формировать материалы с широкими возможностями пользовательской настройки, интерактивные задания, опросники, игры, проверочные работы, анимационные и демонстрационные видеоролики и другие мультимедийные ресурсы [2-5].

Стандарты СДО

Наиболее распространенные стандарты ***SCORM*** (*Sharable Content Object Reference Model* – образцовая модель объекта содержимого для совместного использования) и ***IMS QTI*** (*IMS Question and Test Interoperability specification* – унифицированные вопросы и тесты) [6, 7]. Данные стандарты содержат требования к организации учебного материала и всей системы дистанционного обучения, позволяют обеспечить совместимость компонентов и возможность их многократного использования: учебный материал представлен отдельными небольшими блоками, которые могут включаться в разные учебные курсы и использоваться системой дистанционного обучения независимо от того, кем, где и с помощью каких средств были созданы.

Инструменты для создания *SCORM*-курса условно можно поделить на три типа:

- редакторы электронных курсов в виде отдельных установочных программ;
- облачные сервисы, которые не требуют установки на компьютер;
- приложения, которые интегрированы в *PowerPoint*.

Если существует начальный этап формирования электронных курсов, то приложение на базе *PowerPoint* удобнее использовать как минимум по двум причинам:

1. Преподавателям не придется тратить время на изучение новой программы. У многих уже есть опыт работы и создания презентаций в среде *PowerPoint*.
2. Основой для электронного курса послужит любая презентация, которую преподаватель использует на занятиях со студентами. В презентацию легко можно добавить видеоролики, опросы, тесты, звуковое и видео сопровождение.

Для создания *zip*-архив *SCORM* может быть использована программа ***iSpring Suite***, которая является дополнением (надстройкой) и отображается на дополнительной вкладке *PowerPoint*. Понадобится всего несколько минут, чтобы превратить обычную презентацию в профессиональный обучающий курс [8, 9].

Основы создания курса в *PowerPoint*

На первом этапе создания курса преподаватель должен осуществить подготовительные структурные операции – рисунок 1. При планировании объёма (количества слайдов) в учебном курсе следует учитывать их сложность в освоении, длительность звукового и видео сопровождения. При наличии тестов – ориентировочное время их прохождения (пробное тестирование в традиционной форме).

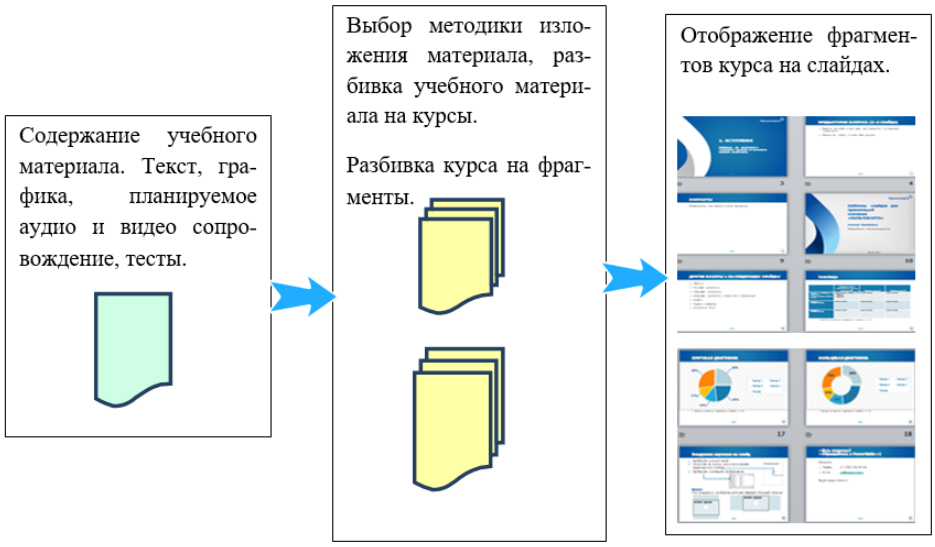


Рис. 1. Подготовительные действия при создании электронного курса

Презентация состоит из слайдов различной сложности. Это можно показать на примере презентации курса «Общая теория связи».

Ряд слайдов представляют собой текстовые сообщения, выводимые последовательно на слайд в виде некоторых определений – рис. 2 (а). Это наиболее простой и наименее трудоёмкий вариант слайда. Более сложным вариантом является создание слайдов со вставлением формул, картинок, структурных, принципиальных схем и

графиков – рис. 2 (б) – (г). Это уже требует у создателя некоторых навыков по созданию изображений и их группирования, а также работы с редактором формул.

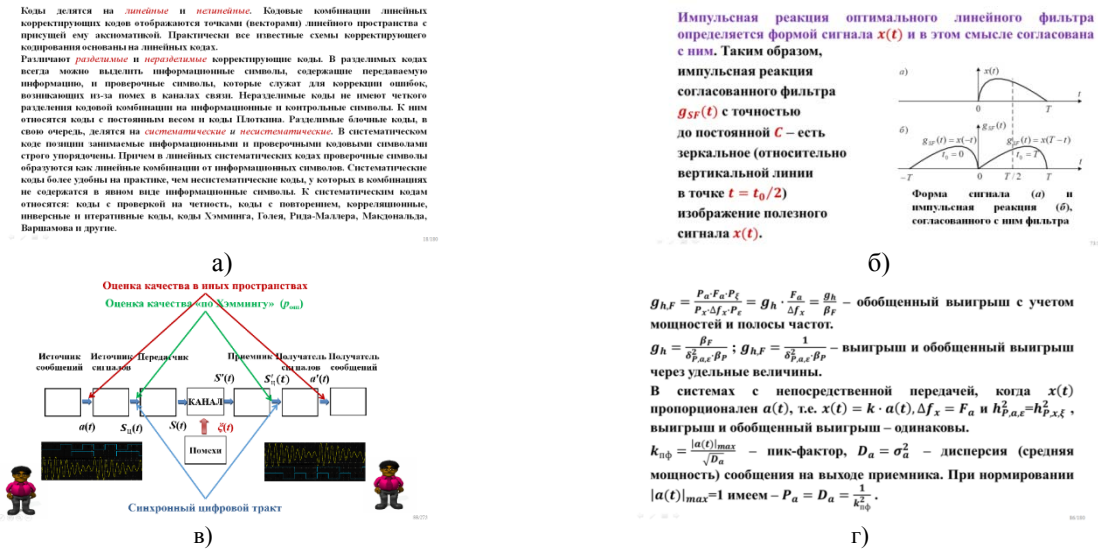


Рис. 2. Слайды презентации в виде: текстового сообщения (а), с наличием графиков (б), схем и картинок (в), формул (г)

Следующий вариант – это создание мультимедийных слайдов. При этом ряд процессов можно объяснить именно только с помощью такой презентации, поскольку статические изображения и графики и даже текстовые пояснения к ним не дают той доходчивости демонстрации происходящих процессов. На рисунке 3 показано создание мультимедийного слайда, на котором представлен метод аналого-цифрового преобразования сигнала. Создание подобных слайдов требует уже большого опыта работы в среде *PowerPoint*. Однако данное решение позволит сделать гораздо более понятным и доступным материал, обсуждаемый, например, в [10, 11, 12 - 19].

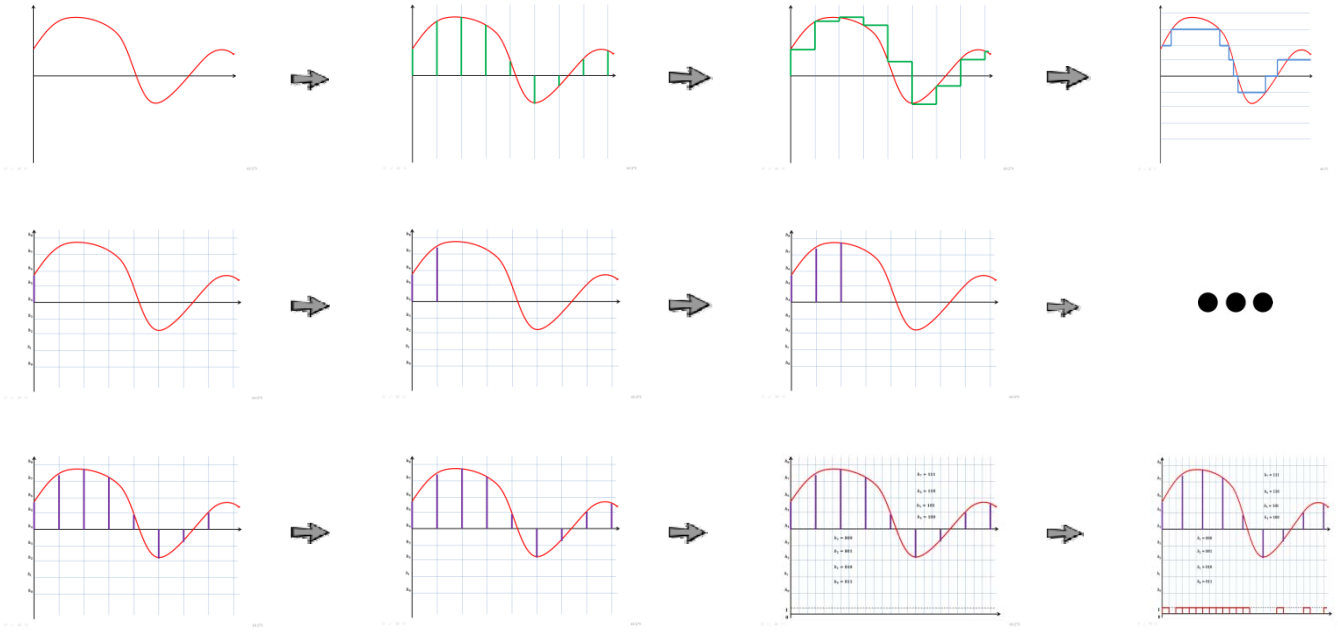


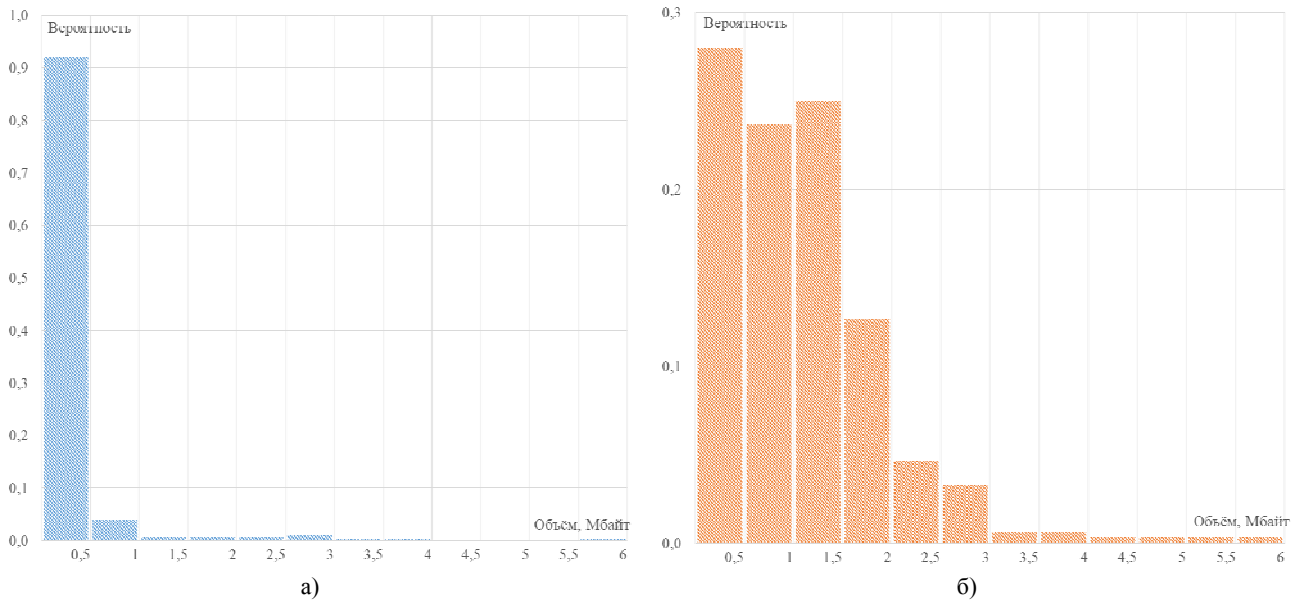
Рис. 3. Создание мультимедийного слайда

Наиболее сложным является создание системы тестирования, при этом желательно иметь различные варианты тестов: тест с выбором одного или нескольких ответов (ответы не меняют своё расположение при последующем входе в тестирующую часть); тест с выбором одного или нескольких ответов (при последующем входе в тестирующую часть расположение ответов меняется); тест с расчётом и вводом рассчитанного числа или его

выбором из предложенных вариантов; тест с построением логической цепочки ответов; тест с установлением соответствия. При реализации тестов возможно хронометрировать время ответов, а также учитывать количество ошибочных ответов, и исходя из этих результатов, можно в процессе изучения выводить на экран определенные замечания и рекомендации, в том числе осуществлять переход к решению аналогичной задачи, но в ином изложении и с иными численными данными.

Эта работа требует уже профессиональных навыков программиста. Для этого необходимо иметь навык работы в среде *Visual Basic for Application* (*VBA*). *VBA* – среда с языком программирования, она интегрирована в *PowerPoint*. Следует понимать, что программа, написанная в *VBA* (макрос) – это внешний программный компонент для офисных приложений и может восприниматься как угроза безопасности. Поэтому для его сохранения и запуска необходим соответствующий формат *.pptm* и установка разрешения в разделе Файл-Параметры. В среде *VBA* в *PowerPoint* есть возможность создания пользовательских форм (некий аналог слайдов) которые могут, следуя по определенному сценарию, выполнять достаточно сложные процессы, много вариантные тесты, состоящие из нескольких форм.

В качестве примера, исходя из практического опыта изготовления *PowerPoint* презентаций по ряду дисциплин, читаемых в университете МТУСИ, можно привести следующие количественные оценки: на курс по «Общей теории связи» [20], состоящий из 42 часов лекций, из них 18 часов – первая часть курса и 24 часа – вторая часть курса, было подготовлено суммарно 300 слайдов, из них 120 слайдов по первой части и 180 слайдов по второй части курса. Общий объём презентации без звукового сопровождения составил 63,4 Мбайт. При этом объём (вес) одного слайда существенно варьировался в зависимости от того, какая информация была отражена на этом слайде: от 25,4 кбайт до 5,5 Мбайт – рис. 4. В среднем вес каждого слайда без звукового сопровождения составляет 211,4 кбайт.



а) б)

Рис. 4. Вероятностная оценка количества слайдов презентации от их объёма: без звука (а); со звуком (б)

При добавлении звука файл может быть записан в разных форматах, например, *mp*3 с различными параметрами (одноканальное (моно) или двухканальное (стерео) кодирование; частота дискретизации (8; 16; 22,050; 32 кГц и др.); скорость передачи – битрейт (8; 16; 32; 48 кбит/с и др.)) или *wma*. Практика показала, что предпочтительным является одноканальный формат *mp*3 с частотой дискретизации 22,050 кГц и битрейтом 48 кбит/с, как обладающий лучшим соотношением качество звука/объём файла/проигрывание на большинстве устройств.

Добавленное звуковое сопровождение увеличивает объём всей презентации примерно до 319,8 Мбайт. Вес одного слайда со звуком может варьироваться от 150 кбайт (продолжительность звукового сопровождения ~ 20 секунд) до 6 Мбайт (продолжительность ~14,5 минут). В среднем вес каждого слайда со звуком составляет 1,1 Мбайт (продолжительность ~ 3 минуты).

Таким образом, приблизительно на один час лекций по дисциплине общепрофессионального профиля приходится 7-8 слайдов, средний объём которых составляет ~ 8-9 Мбайт (продолжительность ~ 25-30 минут).

Важнейшим инструментом в учебном курсе является звуковое сопровождение. С помощью звукового сопровождения можно существенно расширить представляемую на слайде информацию, дать пояснения, приблизить электронный вариант к «живой» лекции, при этом существенное значение имеет максимально точное и компактное изложение материала, так как в большинстве случаев это определяет длительность отображения

слайда, очередность появления или исчезновение возможных графических структур. Кроме того, звуковой файл имеет «вес» и длительный звуковой фрагмент значительно увеличивает общий объем курса.

Для записи голоса можно использовать свободно распространяемую программу *MooO Voice Recorder* или аналогичную.

В процессе подготовки материалов для электронных лекций или учебников может возникнуть необходимость использования готового или записываемого видеофайла. Не все форматы можно внедрить в *PowerPoint*. Наиболее универсальным решением является формат *AVI* или *WMV*. Если *PowerPoint* не позволяет вставить звуковой или видеофайл, его необходимо преобразовать в рекомендуемый формат. Можно использовать различные редакторы или открытые ресурсы в сети, например, *CloudConvert*.

Заключение

Создаваемые с помощью предлагаемого выше способа электронные лекции формируются на основе учебника и служат для концентрированного отображения изучаемой дисциплины. Но помимо традиционного представления материала в виде текстов, графиков и формул, в презентации используются средства мультимедиа и игровые сюжеты. Кроме того, электронные лекции могут быть структурированы по разделам и «оснащены» тестирующими вопросами или заданиями.

Таким образом, электронные лекции (методические материалы), представленные в виде презентации, отражают то, что студенты в реальном масштабе времени могут отобразить в своих конспектах при изучении соответствующей дисциплины, исходя из аудиторного и общего объема часов, отведенных на изучение данного предмета согласно учебному плану.

Литература

1. *Батаев А.В.* Анализ российского рынка дистанционного образования // Молодой ученый. 2015. №21. С. 350-353.
2. https://moodle.org (Дата обращения: 19.05.18).
3. https://www.claroline.net/EN/index.html (Дата обращения: 19.05.18).
4. https://eliademy.com (Дата обращения: 19.05.18).
5. https://www.microsoft.com/ru-ru/learning/lcds-tool.aspx (Дата обращения: 19.05.18).
6. http://www.adlnet.gov/scorm (Дата обращения: 19.05.18).
7. http://www.imsglobal.org/question/index.html (Дата обращения: 19.05.18).
8. https://www.ispring.ru/elearning-insights/course-scorm (Дата обращения: 19.05.18).
9. http://www.edutainme.ru/post/12-servisov-dlya-sozdaniya-kursov (Дата обращения: 19.05.18).
10. *Аджемов А.С., Мишенков С.Л., Смирнов Н.И., Караваев Ю.А.* Комплексная единая интегрированная телекоммуникационная система информатизации социального развития России // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2009. № S2. С. 131-134.
11. *Аджемов А.С., Хромой Б.П.* История развития связи и кибернетики // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 11. С. 68-72.
12. *Аджемов А.С., Хромой Б.П., Лохвицкий М.С.* Обеспечение единства измерений времени соединения и объема информации в системах мобильной связи // Экономика и качество систем связи. 2016. № 1. С. 18-23.
13. *Манонина И.В.* Определение оптимальных параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. № 5. С. 28-38.
14. *Аджемов А.С.* Облачные технологии в инфокоммуникациях // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2014. № 1. С. 27-29.
15. *Adzhemov A.S., Khromoy B.P.* Analog-to-digital converter from a historical point of view // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 4. С. 83-87.
16. *Аджемов А.С., Боровков А.А., Вартанян А.А., Сосновцева М.В.* Портал УМО по образованию в области ИКТ и СС. Электронная библиотека // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2013. Т. 2. № 1. С. 4-7.
17. *Аджемов А.С., Хромой Б.П.* Электросвязь и оптика в историческом плане // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 2. С. 71-79.
18. *Аджемов А.С.* Информация – основа инфокоммуникаций // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2013. № 1. С. 19-27.
19. *Аджемов А.С., Хромой Б.П.* Связь и решение задачи измерения времени // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 12. С. 72-76.
20. *Аджемов А.С.* Особенности методического представления лекций в виде Microsoft Powerpoint-презентации на примере дисциплины ОТС // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2017. Т. 6. № 1. С. 4-6.

ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СИГНАЛОВ ЗАДОВА-ЧУ ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE 5-ГО ПОКОЛЕНИЯ

Шинаков Юрий Семенович,
МТУСИ, Профессор, д.т.н., Москва, Россия,
Shinakov1@mtuci.ru

Аннотация

Предложен способ формирования сигналов с расширенным спектром, в которых в качестве псевдослучайных модулирующих последовательностей используются комплексно-значные последовательности Задова-Чу, обладающие хорошими корреляционными свойствами. Для этих сигналов приведены результаты исследования локальных свойств двумерных функций неопределенности на плоскости время-частота, которые определяют важные характеристики радиотехнических систем (разрешающую способность по времени и по частоте, помехи множественного доступа в системах с кодовым разделением абонентов, межканальные помехи в системах связи с частотным разделением сигналов, точность оценивания времени задержки сигналов и смещения частоты несущего колебания и т.д.).

Последовательности Задова-Чу рекомендованы в качестве синхросигналов для систем мобильной связи LTE и 5-го поколения. Указанные функции неопределенности в значительной мере определяют точность тактовой синхронизации при наличии в реальных системах сдвигов по времени и по частоте принимаемых сигналов относительно опорных.

Технология LTE систем 5-го поколения предполагает использование множественного доступа на основе ортогонального частотного разделения для подавления взаимных помех абонентов. Такой способ разделения сигналов, формируемых для линии вверх оборудованием абонентов, требует, чтобы эти сигналы располагались в требуемых локальных временных интервалах и на определенных частотах поднесущих колебаний при их поступлении после распространения на вход приемника базовой станции. Чтобы обеспечить такое размещение все мобильные станции, желающие установить новую связь с базовой станцией должны пройти через процедуру начальной синхронизации в линии вверх. Это процесс случайного доступа, который начинается с размещения заранее выделенного набора поднесущих, который принято называть физическим каналом случайного доступа, в некотором заранее определенном временном окне, называемом временным окном случайного доступа. Все мобильные станции, предварительно синхронизированные в линии вниз и называемые терминалами случайного доступа, используют это временное окно для передачи на базовую станцию последовательность Задова-Чу, случайно выбранного из заранее определенной кодовой книги; последовательность передается по каналу случайного доступа. В зависимости от положения мобильных станций в зоне радиопокрытия базовой станции их сигналы доступа достигают приемника базовой станции с различными временными задержками. Базовая станция должна обнаружить все переданные коды случайного доступа и выделить данные о временных задержках, частотных сдвигах и мощности сигнала каждой мобильной станции.

Качество этих операций синхронизации существенно зависит от функций неопределенности сигналов, сформированных на основе последовательностей Задова-Чу, используемых в кодовой книге системы доступа. В работе показано, что двумерные функции неопределенности таких сигналов обладают периодической структурой, параметры которой необходимо учитывать при анализе качества систем синхронизации сетей LTE 5G.

Ключевые слова: *периодическая автокорреляционная функция, последовательности Задова-Чу, функция неопределенности, технология OFDM, long-term evolution (LTE), первичная синхронизация.*

Введение

В октябре 1961 году была опубликована статья [1], в которой была решена задача построения конечной последовательности $\{a_0,\ a_1,\ a_2, \dots,\ a_{n-1}\}$ с комплексными значениями $a_k = \exp(-j\varphi_k),\ k = 0, 1, 2, \dots, n-1$, периодическая корреляционная функция которой $\{x_0,\ x_1,\ x_2, \dots,\ x_{n-1}\}$, где

$x_i = \sum_{k=0}^{n-1} a_{k+i}a_k^*$ и $a_{k+i} = a_{(k+i)mod(n)}$,

имеет достаточно малые значения, возможно равные нулю, при $i = 1, 2, \dots, n-1$; при этом $x_o = n$. Здесь знак $(*)$ обозначает операцию комплексного сопряжения. Отметим, что так определенная периодическая корреляционная функция вычисляется только для целочисленных значений сдвига i.

Последовательность $\{a_0,\ a_1,\ a_2, \dots,\ a_{n-1}\} = \bar{a}$ можно рассматривать как последовательность комплексных амплитуд элементарных радиосимволов (чипов) длительностью T_0 с некоторой частотой несущего колебания и прямоугольной огибающей[3], примыкающих друг к другу и образующих периодический радиосигнал с периодом повторения $T = nT_0$:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k h(t - kT_0),\ 0 < t \le T. \quad (1)$$

В этом случае циклический сдвиг может быть представлен любым вещественным числом. Поэтому периодическую корреляционную функцию сигнала $s(t)$, сформированного на основе последовательности $\{a_0,\ a_1,\ a2, \dots,\ an-1$, можно представить выражением

$$x_{iT+\tau} = \int_0^T s(t)s^*(t-\tau)dt = \left(1 - \frac{\tau}{T_0}\right)\sum_{k=0}^{n-1} a_{k+i}a_k^* + \frac{\tau}{T_0}\sum_{k=0}^{n-1} a_{k+i+1}a_k^*, 0 \le \tau \le T_0, \quad (2)$$

или вторым графиком на рис. 1 для случая, когда $x_i = 0$ для $i = 1, 2, \dots, n-1$.

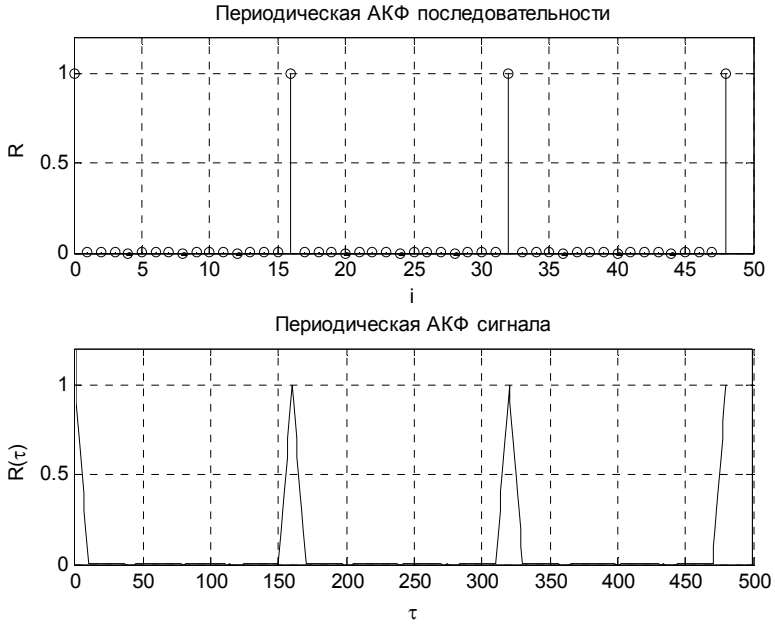


Рис. 1. Периодическая корреляционная функция последовательности (3) длиной $n = 16$ и соответствующего сигнала при $T_0 = 10$

Метод построения последовательностей с такими периодическими корреляционными функциями, предложенный в [1], позволяет строить последовательности длиной $n = p^2$, где p – простое число. В этой же работе отмечается целесообразность исследования функций неопределенности на плоскости (время задержки)х(допплеровская частота) для допплеровских локационных систем и синхронизации систем передачи информации.

В декабре 1961 г. поступила в редакцию и опубликована в октябре 1962 года краткое сообщение [2], в которой авторы отмечают, что более чем на 9 лет ранее работы [1] R. L. Frank построил аналогичные последовательности длиной $n = N^2$ без ограничения, что N простое число. Основная форма этих последовательностей Frank'а описана в патенте США [3], выданном в ноябре 1961 г., где эти последовательности были использованы для построения системы синхронизации. Еще ранее и, по-видимому, впервые описание полифазных кодов содержатся в докладах авторов [3], изданных ограниченным тиражом, в которых термин «фазо-кодированные» последовательности был использован для последовательностей импульсных радиосигналов с дискретными значениями фазы несущего колебания. В [2] также отмечается, что возможность построения полезных непериодических последовательностей из периодических, как это предлагается в [1], также была известна до опубликования этой работы (примерно 1959 год).

Публикация работы [2] была сопровождена комментариями автора работы [1], в которой он соглашается с тем, что требование «p – простое число является излишним», если несколько изменить порядок формирования последовательности (не по столбцам базовой матрицы, а по строкам аналогичной матрицы работы [2]). Таким образом, в этих работах предложены алгоритмы формирования фазо-кодированных последовательностей длины $n = N^2$, где N – любое целое число.

[*] Выбор формы огибающей одного чипа можно рассматривать как самостоятельную практически важную задачу.

Наконец, в 1972 году Д. Чу (D. Chu) в работе [4] предложил два алгоритма формирования полифазных кодов, периодическая корреляционная функция которых равна 0 для любых сдвигов, кроме кратных длине n. Новым результатом в этой работе, по сравнению с предшествующими [1, 2, 3], являлся тот факт, что предложенные алгоритмы обеспечивали формирование последовательностей любой длины с нужными корреляционными свойствами. Приведем здесь эти алгоритмы.

Алгоритм 1: длина кода n - четное число

$$a_k = \exp\left(j\frac{M\pi k^2}{n}\right), k = 0, 1, 2, \dots, n-1, \quad (3)$$

где M – целое число, простое относительно n.

Для периодической корреляционной функции этого кода можно записать:

$$x_0 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k a_k^*; \quad x_i = \sum_{k=0}^{n-1-i} a_{k+i} a_k^* + \sum_{k=n-i}^{n-1} a_k a_{k+i-n}^*, \; i = 1, 2, \dots, n-1. \quad (4)$$

Подставляя (3) в (4) получаем:

$$x_0 = n; x_i = 0, \; i = 1, 2, \dots, n-1. \quad (5)$$

Эта функция представлена на первом графике рис. 1.

Алгоритм 2: длина кода n - нечетное число

$$a_k = \exp\left(j\frac{M\pi k(k+1)}{n}\right), k = 0, 1, 2, \dots, n-1, \quad (6)$$

где M – простое относительно n целое число. Периодическая корреляционная функция этого кода определяется также равенствами (5).

В [4] также отмечается, что такие операции, как циклический сдвиг элементов кода, сложение элементов кода с константой, комплексное сопряжение всех элементов кода или их умножение на комплексную экспоненту $a_k \exp\left(j\frac{2\pi qk}{n}\right) = b_k$, где q – любое целое число, не приводят к изменениям корреляционных свойств получающихся последовательностей.

Последовательности (3), (6) будем называть последовательностями Задова-Чу, а сигналы (1), которые можно рассматривать как комплексные огибающие некоторых узкополосных радиосигналов, сигналами Задова-Чу.

Для непериодических сигналов с ограниченной энергией часто вводят очень полезную для практических приложений функцию неопределенности (ФН), характеризующую локализацию сигнала $s(t)$ на плоскости *время*×*частота*, которую обычно определяют следующим образом [5]:

$$R(\tau, f_D) = \frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty} s(u)s^*(u-\tau)\exp(j2\pi f_D u)\,du, \text{ где } E = \int_{-\infty}^{\infty} s(u)s^*(u)du. \quad (7)$$

Нормирующий множитель E представляет собой значение ненормированной функции неопределенности при сдвиге сигнала по времени $\tau = 0$ и смещении по частоте $f_D = 0$.

Для сигналов (1) можно ввести периодическую функцию неопределенности

$$R(\tau, f_D) = \frac{1}{E}\int_0^T s\left(u+\frac{\tau}{2}\right)s^*\left(u-\frac{\tau}{2}\right)\exp(j2\pi f_D u)\,du, \text{ где } E = \int_0^T s(u)s^*(u)du. \quad (8)$$

Второй график на рис. 1 представляют собой сечение ФН (8) вдоль оси временных сдвигов τ при фиксированном значении допплеровского смещения по частоте $f_D = 0$. Такая функция полезна, например, при анализе отклика корреляционного приемника на воздействие задержанной во времени и сдвинутой по частоте периодической последовательности сигналов. Узкополосные периодические сигналы часто представляют собой непрерывное гармоническое колебание, модулированное периодической комплексной огибающей типа (1). Такие сигналы являются типичными для локационных систем, в которых формируются пачки импульсных сигналов или в системах связи, в которых такие сигналы используются для синхронизации.

Цель данной работы – изучение локальных свойств поверхности ФН (7) для сигналов Задова-Чу.

Функции неопределенности сигналов Задова-Чу

Для периодического сигнала (1) можно ввести обобщение функции неопределенности (8) следующим образом:

$$R_N(\tau, f_D) = \frac{1}{NT}\int_0^{NT} s\left(u+\frac{\tau}{2}\right)s^*\left(u-\frac{\tau}{2}\right)\exp(j2\pi f_D u)\,du, \quad (9)$$

которую обычно называют периодической ФН сигнала, содержащего N периодов сигнала (1). Учитывая периодичность сигнала для этой ФН можно записать иное представление:

$$R_N(\tau, f_D) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} e^{j2\pi f_D(n-1)T}\frac{1}{T}\int_0^T s\left(u+\frac{\tau}{2}\right)s^*\left(u-\frac{\tau}{2}\right)\exp(j2\pi f_D u)\,du. \quad (10)$$

При $N = 1$ множитель перед интегралом равен 1, так что интеграл в этом выражении представляет собой периодическую функцию неопределенности $R_1(\tau, f_D)$ сигнала, содержащего 1 период сигнала (1).

Формулы (9) и (10) можно использовать для построения сечений поверхности ФН по одной переменной при фиксированном значении другого аргумента. Наиболее важными являются сечения $R_N(\tau, 0)$ и $R_N(0, f_D)$ вдоль оси задержек при $f_D = 0$ и вдоль оси допплероского смещения частоты при $\tau = 0$, соответственно. Однако более полную информацию о поверхности $R_N(\tau, f_D)$ можно получить путем исследования локальных свойств этой функции на плоскости $\tau \times f$ (время задержки)×(частота смещения), что важно, например, при анализе систем синхронизации цифровых системах передачи.

На рисунке 2 с помощью контурных кривых представлена поверхность ФН $R_1(\tau, f_D)$ для численных значений параметров последовательности Задова–Чу и соответствующего сигнала Задова-Чу, указанных при построении рис. 1. Главные сечения этой поверхности приведены на рис. 3 и рис. 4.

Сечение $R_N(\tau, 0)$ является периодической функцией с периодом $T = 16T_0$. Сечение $R_N(0, f_D)$ не является периодической функцией.

Представленные рисунки подтверждают многократно высказанные в опубликованных работах оценки о привлекательности свойств авто- и взаимно корреляционных функций последовательностей Задова-Чу. Различные алгоритмы начальной синхронизации в линии вверх описаны в [7-9]. Применение последовательностей Задова-Чу для создания обучающих сигналов рассмотрено в [10] при сведении задачи частотной синхронизации к оцениванию и компенсации частотного сдвига между передатчиком и приемником. Влияние частотного сдвига на автокорреляционные свойства последовательностей Задова-Чу исследовалось в [11]. Аналитическое выражение для автокорреляционной функции между циклически сдвинутыми последовательностями при наличии частотного сдвига предложено в [11]. Способ отбора последовательностей Задова-Чу для начальной синхронизации при случайном доступе в системах с технологией LTE предложен в [12].

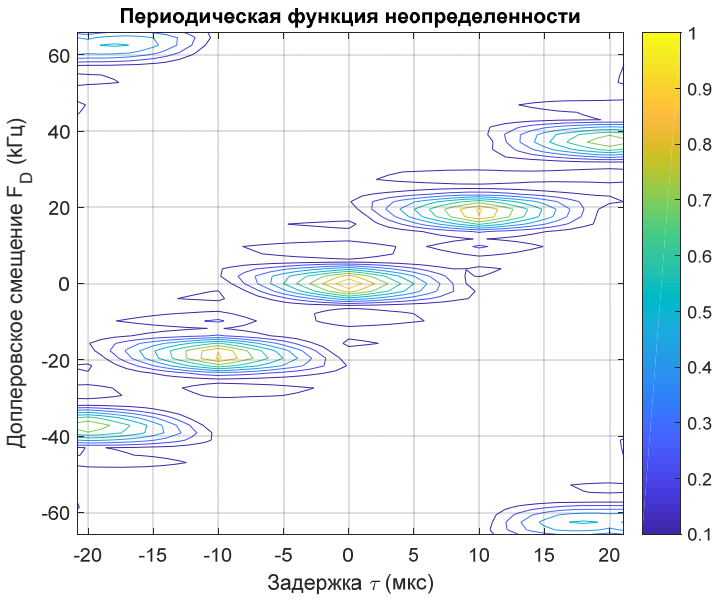


Рис. 2. Кривые постоянного уровня периодической ФН

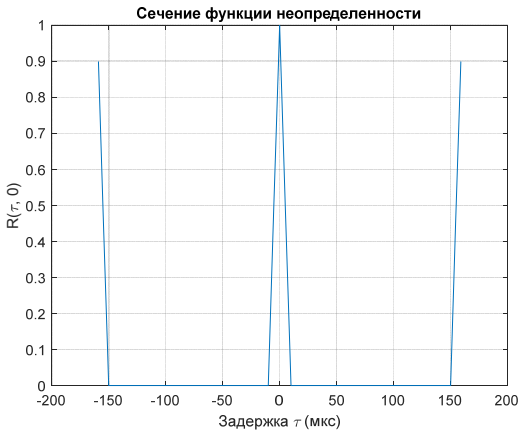


Рис. 3. Сечение $R_N(\tau, 0)$

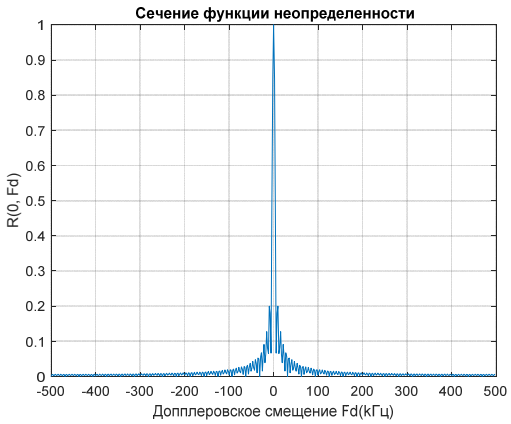


Рис. 4. Сечение $R_N(0, f_D)$

Следует отметить, что сечения, представленные на рис. 3 и рис. 4, не дают никакой информации о значениях ФН для других значений аргументов (τ, f) на плоскости (время задержки)×(частота смещения). В то же время рис.2 свидетельствует о том, что ФН является периодической на этой плоскости, что может существенно усложнить задачу оценивания времени задержки сигнала и значения смещения частоты, а в конечном счете привести к неверной работе системы синхронизации.

В данной работе путем имитационного моделирования на ЭВМ исследуются локальные свойства ФН сигналов, построенных на последовательностях Задова-Чу, рекомендованных для систем синхронизации в сетях мобильной связи с технологиями LTE и 5G.

Функции неопределенности сигналов Задова-Чу для начальной синхронизации базовой и мобильной станций в сотовых сетях с технологией LTE

В системах сотовой связи 5-го поколения планируется использовать технологию множественного доступа с ортогональным частотным разделением (OFDMA, [6]).

Перед установлением линии связи с обслуживающей базовой станцией (БС) мобильная станция (МС) абонента, использующая технологию LTE и работающая в сотовой сети, должна получить от БС некоторую специальную информацию, содержащую идентификатор сектора и идентификатор группы сот. Для этой цели в линию вниз БС периодически передает две обучающие последовательности для первичной синхронизации сигнала (ПСС) и вторичной синхронизации сигнала (ВСС), которые доставляют эту информацию. МС перед входом в сеть должна активировать процедуру поиска соты с тем, чтобы получить из этих сигналов синхронизации смещение частоты несущего колебания, временные границы кадра и информацию, идентифицирующую соту.

Обучающая последовательность для ПСС представляет собой последовательность Задова-Чу, определяющая идентификатор сектора, в то время как вторая обучающая последовательность представляет собой каскадирование двух скремблированных последовательностей максимальной длины (m-последовательностей), помещенных на четных и нечетных поднесущих, чьи циклические смещения однозначно определяют идентификатор группы сот [13].

В LTE системах передача данных в линии вниз выполняется кадрами длительностью 10 мс. Каждый кадр разбит на 10 подкадров длительностью 1 мс, каждый из которых в свою очередь содержит два временных окна с длительностью 0,5 мс; каждое из этих окон содержит 6 или 7 OFDM-символов.

При частотном дуплексе последовательности синхронизации ПСС размещаются в последнем, а последовательности синхронизации ВСС – в предпоследнем OFDM-символах 0-го и 10-го временного окна кадра. Таким образом, сигналы синхронизации ПСС и ВСС передаются каждые 5 мс в подкадрах 0 и 5.

Передаваемые БС символы принимаются во временной области в виде OFDM-символов, в начало которых добавлен циклический префикс ЦП (последние отсчеты комплексной огибающей OFDM-символа скопированы и добавлены в начало OFDM-символа). В LTE системах, хотя длина ЦП изменяется в различных режимах работы сети, отношение длины ЦП к длине OFDM-символа остается постоянной (табл. 1). Более того, во всех определенных режимах и независимо от значения N_{IFFT}, расстояние между поднесущими $f_{sc} = 15$ кГц, в то время как длительность OFDM-символа $T_u = \frac{1}{f_{sc}} = 66{,}67$мкс.

Стандарт LTE поддерживает масштабируемую полосу частот от 1,4 до 20 МГц, в которой используются алгоритмы БПФ длиной от 128 до 2048 (см. табл. 1) [15].

Таблица 1

Определенные режимы LTE

N_{IFFT}	Полоса (МГц)	Число используемых поднесущих	Нормальный префикс $l = \frac{0}{l} = 1{:}6$	Расширенный префикс $l = 0{:}5$
128	1.4	76	10/9	32
256	3	151	20/18	64
512	5	301	40/36	128
1024	10	601	80/72	256
2048	20	1201	160/144	512

Независимо от режима работы каналы синхронизации занимают центральную полосу частот шириной 1,25 МГц. Эта полоса соответствует 72-м центральным поднесущим, из которых 62 переносят сигналы синхронизации и по 5 с каждой стороны оставлены резервными (нулевыми), образующими защитные полосы.

Эта группа поднесущих составляет две подполосы сигналов синхронизации (SSB): P-SSB для первичной синхронизации, определяющей идентификатор сектора $N_{ID}^{(2)}$, и S-SSB для вторичной синхронизации, определяющей идентификатор $N_{ID}^{(1)}$ группы сот.

Идентификатор соты представляет собой целое число, обозначаемое N_{ID}^{cell}, для которого справедливо уникальное представление $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$, в котором $N_{ID}^{(1)} \in \{0, 1, \dots, 167\}$ является идентификатором группы сот и $N_{ID}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ – идентификатором сектора в группе. Таким образом, определяются 168 групп и 504 соты [14].

Сигналы первичной синхронизации ПСС генерируются полифазными последовательностями Задова-Чу, определяемыми в частотной области соотношениями:

Сигналы первичной синхронизации ПСС генерируются полифазными последовательностями Задова-Чу, определяемыми в частотной области соотношениями:

$$a_u(k) = \begin{cases} \exp\left[-\frac{j\pi u k(k+1)}{63}\right], & 0 \le k \le 30, \\ \exp\left[-\frac{j\pi u (k+1)(k+2)}{63}\right], & 31 \le k \le 61, \end{cases} \quad (9)$$

где k – номер поднесущей, $a_u(k)$ – комплексная амплитуда k-той поднесущей последовательности ПСС, корневой индекс u принадлежит набору $\{25, 29, 34\}$ и однозначно определяет идентификатор сектора $N_{ID}^{(2)}$ с помощью следующего правила отображения: $N_{ID}^{(2)} = 0$ при $u = 25$; $N_{ID}^{(2)} = 1$ при $u = 29$; $N_{ID}^{(2)} = 2$ при $u = 34$. Выбор последовательностей Задова-Чу обусловлен их хорошими корреляционными свойствами и низкой чувствительностью к допплеровскому сдвигу частоты.

Временная синхронизация позволяет установить временное положение кадра, в то время как частотная синхронизация оценивает и компенсирует смещение частоты СмЧ несущего колебания принимаемого сигнала относительно частоты опорного генератора приемника, возникающее в том числе из-за допплеровского эффекта при взаимном перемещении передатчика и приемника. Обычно СмЧ оказывается равной сумме двух слагаемых: первое, кратное расстоянию между соседними поднесущими f_{sc}, называемое целой частью СмЧ, и второе, называемое дробной частью СмЧ, которое меньше f_{sc}.

Первый шаг процедуры синхронизации имеет целью определение начала OFDM-символа, опознавание типа и длины ЦП, оценка и компенсация дробной части СмЧ. Временное положение символов в системах с OFDM-технологией традиционно оценивается на основе метода взаимной корреляции [16]. В соответствии с этим методом вычисляются значения корреляционных сумм

$$\gamma[n] = \sum_{k=n}^{n+L-1} r[k] * r^*[k+N], \quad (10)$$

где $r^*[k]$ – комплексно сопряженное N = 2-481 значение k-го отсчета комплексной огибающей принимаемого сигнала, L – длина ЦП,. Положение максимального значения $abs(\gamma[n])$ по переменной n принимается в качестве оценки момента начала OFDM-символа, а фаза $arg\{\gamma[\hat{\theta}]\}$ статистики $\gamma[\hat{\theta}]$ принимается в качестве оценки дробной части СмЧ, где $\hat{\theta}$ – оценка момента начала символа. Эти оценки позволяют определить границы OFDM-символа на временной оси и скомпенсировать дробную часть СмЧ.

После выполнения этих операций последующие принимаемые OFDM-символы пропускаются через 2048-точечный блок FFT, который формирует 2048 отсчетов в частотной области. Обработка этих отсчетов позволяет определить ID соты, оценить и компенсировать целую часть СмЧ.

Для этих целей вычисляются значения двумерной функции взаимной корреляции принятых и опорных символов, которую можно рассматривать как некоторое подобие функции неопределенности последовательностей Задова-Чу:

$$\Omega(v,u) = \sum_{n=0}^{61} z(n+v) \cdot d_u^*(n), \quad (\hat{v}, \hat{u}) = argmax|\Omega(v,u)|, \quad (11)$$

где $z(n)$ – принятый символ на поднесущей с номером n, v – значение циклического сдвига вектора принятых символов, $d_u^*(n)$ – опорная последовательность Задова-Чу, $v \in \{-5, \ldots, -1, 0, 1, \ldots, 5\}$, $u \in \{25, 29, 34\}$. Второе равенство в (11) предлагается использовать в качестве способа формирования значений оценки $\hat{v}_i$ целой части СмЧ и оценки $\hat{u}$ индекса сектора, соответственно, т.е. сдвига номера поднесущей v и корневого индекса u, которые максимизируют значение функции $|\Omega(v,u)|$.

На рисунках 5-7 представлены аналогичные графики для функции неопределенности сигналов Задова-Чу, построенные на основе последовательности (9) .

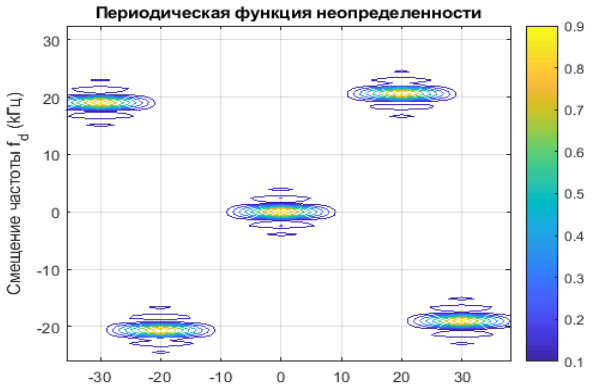


Рис. 5. Кривые постоянного уровня периодической ФН
(Последовательность первичной синхронизации: n=63, u=25)

* Поскольку в LTE длительность OFDM-символа для разных режимов имеет разные значения, см. табл. 1, длина IFFT, то в (10) для N приходится принимать максимальное значение для всех режимов.

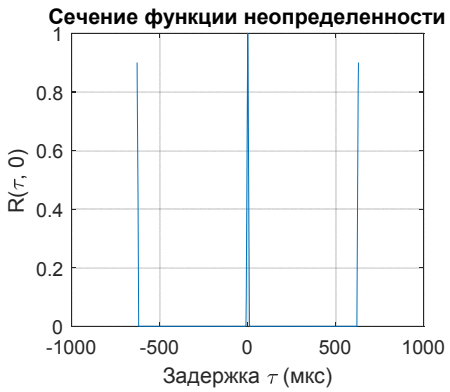


Рис. 6. Сечение $R_N(\tau, 0)$

Рис. 7. Сечение $R_N(0, f_D)$

Из сравнения рис. 2- 4 и рис. 5-7 следует, что с ростом дли последовательности разрешаюшая способность сигналов Задова-Чу как по времени, так и по частоте, существенно возрастает. Что же касается локальных максимумов, то форма их определяется в основном длительностью элементарных символов, которая была выбрана одинаковой для этих рисунков..

Функции неопределенности сигналов Задова-Чу для случайного доступа в сотовых сетях с технологией LTE

Каждая МС при установлении связи с БС должна пройти процедуру синхронизации в линии вверх. Это процесс случайного доступа, который реализуется МС с использованием преамбулы случайного доступа (ПСД). МС, предварительно синхронизированная в линии вниз, используя преамбулу, передает синхро-сигнал, сформированный на основе последовательности З-Ч, выбранной случайным образом из заранее созданной книги кодов.

Каждая преамбула представляет собой заранее определенный ресурс, т.е. набор частот поднесущих колебаний и временных окон, длительность которых совпадает с длительностью канальных символов [6].

Содержание ПСД заполняется последовательностями Задова-Чу, которые генерируются от одной или нескольких корневых последовательностей Задова-Чу. Число корневых последовательностей равно 837. Сеть создает набор из 5 форматов преамбул, которые доступны для использования оборудованием абонентов.

В каждой соте доступна одна из преамбул, содержащая 64 последовательности З-Ч. Набор из 64 последовательностей З-Ч преамбулы в любой соте формируется путем включения в него первой в порядке возрастания циклического сдвига всех возможных циклических сдвигов корневой последовательности Задова-Чу с логическим номером RACH_ROOT_SEQUENCE, где RACH_ROOT_SEQUENCE является частью системной информации, передаваемой по каналу вещания. Дополнительные последовательности преамбул, в том случае, если 64 последовательности не могут быть сгенерированы из одной корневой последовательности З-Ч, формируются из корневых последовательностей с последующими логическими номерами до тех пор, пока не будут найдены все 64 последовательности. Список номеров корневых последовательностей является циклом: логический индекс 0 следует за значением 837. Соотношения соответствия между логическим номером корневой последовательности и физическим индексом u корневой последовательности указаны в табл. 5.7.2-4 и 5.7.2-5 для форматов преамбул 0 – 3 и 4, соответственно.

Последовательность Задова-Чу корня u определяется равенством:

$x_u(k) = exp\left\{-\frac{j\pi uk(k+1)}{N_{ZC}}\right\}, 0 \le k \le N_{ZC} - 1,$

где длина N_{ZC} последовательности З-Ч равна 839 для форматов преамбулы 0 – 3 и 139 для формата 4, табл. 5.7.2-1 [6].

Последовательности случайного доступа длины $N_{CS} - 1$ формируются из последовательностей З-Ч корня u с с помощью циклического сдвига в соответствии с формулой:

$x_{u,v}(n) = x_u((n + C_v)mod(N_{ZC}))$,

где циклический сдвиг определяется равнством:

$$C_v = \begin{cases} vN_{CS}, & v = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N_{ZC}}{N_{CS}} \right\rfloor - 1, N_{CS} \neq 0 \text{ для неограниченных наборов,} \\ 0, N_{CS} = 0, \text{для неограниченных наборов,} \\ d_{start}\left\lfloor v/n_{shift}^{RA} \right\rfloor + (v \bmod (n_{shift}^{RA}) N_{CS}, v = 0, 1, \dots, n_{shift}^{RA} n_{group}^{RA} + \bar{n}_{shift}^{RA} - 1, \end{cases}$$

последняя строка для ограниченных наборов.

Значение параметра N_{CS} определяются табл. 5.7.2-2 и 5.7.2-3 для преамбул форматов 0 – 3 и 4, соответственно [6].

В этих таблицах параметр *zeroCorrelationZoneConfig* предусматривается высшими слоями. Параметр *High-speed-flag,* предусмотренный высшими слоями, определяет ограниченный или неограниченный набор должен использоваться.

Переменная d_u является циклическим смещением, соответствующим допплеровскому сдвигу со значением $1/T_{SEQ}$ и определяется равенством:

$$d_u = \begin{cases} p, 0 \le p < N_{ZC}/2, \\ N_{ZC} - p, \text{иначе}, \end{cases}$$

где p наименьшее неотрицательное целое число, которое удовлетворяет равенству $(pu) mod (N_{ZC}) = 1$.

Параметры для ограниченного множества циклических сдвигов зависят от d_u. Если $N_{CS} \le d_u < N_{ZC}/3$, то их значения определяются равенствами:

$$n_{shift}^{RA} = \lfloor d_u / N_{CS} \rfloor, \; d_{start} = 2d_u + n_{shift}^{RA} N_{CS}, \; n_{group}^{RA} = \lfloor N_{ZC} / d_{start} \rfloor,$$
$$n_{shift,fr}^{RA} = \max\left(\left\lfloor \left(N_{ZC} - 2d_u - n_{group}^{RA} d_{start}\right)/N_{CS} \right\rfloor, 0\right).$$

Для $\frac{N_{ZC}}{3} \le d_u < N_{ZC}/2$ значения этих параметров равны

$$n_{shift}^{RA} = \lfloor (N_{ZC} - 2d_u)/N_{CS} \rfloor, \; d_{start} = N_{ZC} - 2d_u - n_{shift}^{RA} N_{CS}, \; n_{group}^{RA} = \lfloor d_u / d_{start} \rfloor,$$
$$n_{shift,fr}^{RA} = \min\left(\max\left(\left\lfloor \left(d_u - n_{group}^{RA} d_{start}\right)/N_{CS} \right\rfloor, 0\right), n_{shift}^{RA}\right).$$

Для всех остальных значений d_u циклических смещений в ограниченном множестве не существует.

Стандарт предусматривает 5 форматов преамбулы случайного доступа. Для форматов с номерами 0-3 длина последовательностей ЗЧ $N_{ZC} = 839$; для преамбулы формата 4 $N_{ZC} = 139$. Значения параметра N_{CS} для ограниченного и неограниченного набора всех форматов преамбулы определяются таблицами 5.7.2-2 и 5.7.2-3.

Значения параметра u корневых последовательностей для форматов преамбулы 0-3 устанавливается таблицей 5.7.2-4 (837 значений), для формата 4 – таблицей 5.7.2-5 (137 значений).

Расстояния Δf_{RA} между поднесущими преамбулы случайного доступа равно 1250 Гц для преамбул форматов 0 – 3 и 7500 Гц для формата 4 (табл. 5.7.3-1).

На рисунках 8-10 приведены графики ФН сигналов, построенных на основе последовательностей, рекомендованных стандартом LTE для случайного доступа.

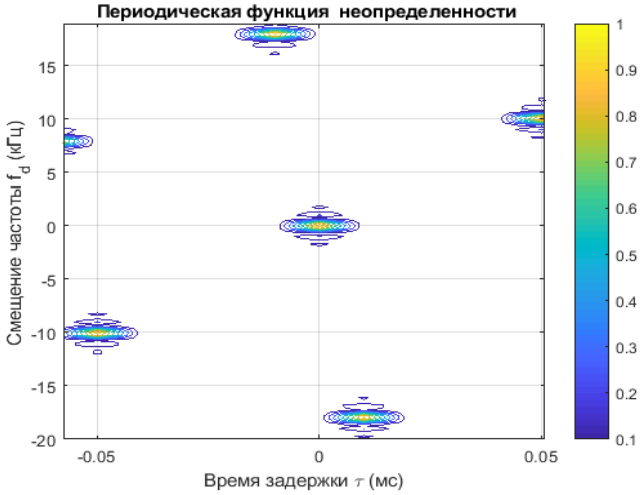


Рис. 8. Кривые постоянного уровня периодической ФН (Последовательность случайного доступа: *n*=139, *u*=25)

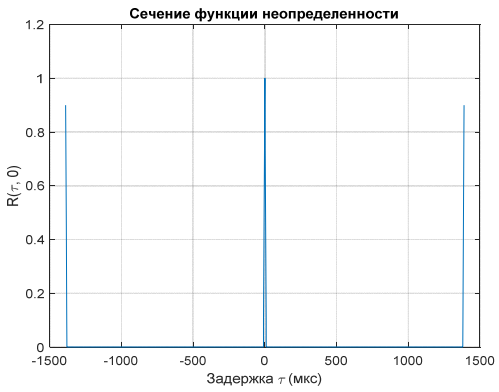


Рис. 9. Сечение $R_N(\tau, 0)$

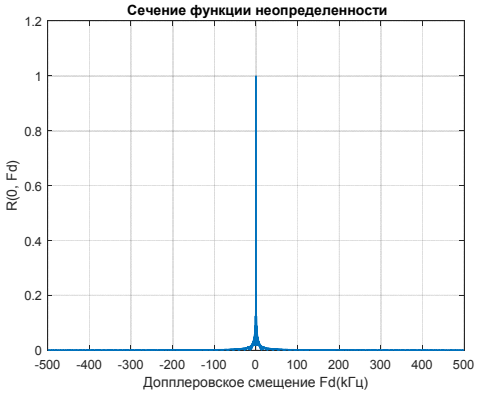


Рис. 10. Сечение $R_N(0, f_D)$

Сравнение этих рисунков приводит к тем же выводам, которые были сформулированы в разделе 3.

Заключение

Комплексно-значные последовательности Задова-Чу легко вводятся в структуры сигналов технологии OFDM, поскольку задаются в частотной области. Эти последовательности могут быть использованы для синтеза сигналов с расширенным спектром, периодические корреляционные функции которых имеют нулевые боковые лепестки. Функции неопределенности этих сигналов на плоскости (время задержки)×(частота смещения) имеет регулярную периодическую структуру, состоящую из хорошо локализованных на этой плоскости «холмов», вершины которых медленно убывают с удалением от центра, определяемого координатами $\tau = 0, f_D = 0$. Расстояние между «холмами» возрастает с ростом числа элементов последовательности.

Литература

1. R. C. Heimiller, “Phase shift codes with good periodic correlation properties.” IRE TRANS. On INFORMATION THEORY, vol. IT-7, pp. 254-257; October, 1961.
2. R. L. Frank and S. A. Zadoff, “Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties,” IRE TRANS. ON INFORMATION THEORY, vol. IT-S, pp. 381382; October, 1962.
3. S. Zadoff and W. Aboureak, “Signal identification and alignment system,” U. S. Patent No. 3,008,125; November 7. 1961.
4. D.C. Chu, “Polyphase Codes With Good Periodic Correlation Properties,” IEEE Trans. Inform. Theory (Corresp.), vol. IT-18, pp: 531-532, July 1972.
5. Л.Е.Варакин, “Системы связи с шумоподобными сигналами”. –М.: Радио и связь,1985.- 384 с., ил.
6. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 10), Eur. Telecommun. Standards Inst., 2011.
7. L. Sanguinetti and M. Morelli, “An initial ranging scheme for the IEEE 802.16 OFDMA uplink,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 9, pp. 3204–3215, Sep. 2012.
8. L. Sanguinetti, M. Morelli, and L. Marchetti, “A random access algorithm for LTE systems,” *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 49–58, 2013.
9. W. P. Shi, Z. R. Wu, and X. W. Li, “Research on RACH signal detection algorithm in TD-LTE system,” *Appl. Mech. Mater.*, vols. 380–384, pp. 3912–3916, Aug. 2013.
10. M. M. U. Gul, X. Ma, and S. Lee, “Timing and frequency synchronization for OFDM downlink transmissions using Zadoff–Chu sequences,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 1716–1729, Mar. 2015.
11. M. Hua *et al.*, “Analysis of the frequency offset effect on random access signals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 11, pp. 4728–4740, Nov. 2013.
12. M.M. Hyder, K.Mahata, «Zadoff–Chu Sequence Design for Random Access Initial Uplink Synchronization in LTE-Like Systems», *IEEE Trans. Wireless Commun.,* vol. 16, no. 1, pp. 503-511, Jan. 2017.