

На правах рукописи



Горлов Антон Игоревич

**СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ, ПОСТРОЕННЫЕ НА ОСНОВЕ
ОПТИМАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ
ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ**

Специальность 05.12.04 – радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2016

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого».

Научный руководитель: Гельгор Александр Леонидович,
кандидат технических наук, доцент

Официальные оппоненты: Биккенин Рафаэль Рифгатович,
доктор технических наук, доцент кафедры боевого применения средств связи Военного института (дополнительного профессионального образования) ФГКВОУ ВПО «Военный учебно-научный центр Военно-морского флота «Военно-морская академия имени Адмирала Флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова» Министерства обороны Российской Федерации, г. Санкт-Петербург

Пшеничников Александр Викторович,
кандидат технических наук, докторант кафедры радиосвязи ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного» Министерства обороны Российской Федерации, г. Санкт-Петербург

Ведущая организация: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)»

Защита состоится 22 декабря 2016 года в 14 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 в ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» по адресу: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, IV уч. корпус, ауд. 305.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru

Автореферат разослан « » октября 2016 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.229.01
доктор технических наук, профессор

Коротков Александр Станиславович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы диссертации

Постоянное увеличение требований потребителей к скорости и объёмам передачи информации приводит к необходимости усовершенствования сетей передачи данных, включая разработку новых методов формирования и обработки сигналов. Традиционно, при разработке новых стандартов внедряются более сложные схемы помехоустойчивого кодирования, используемые совместно с многопозиционными сигнальными созвездиями и импульсами, обладающими свойством ортогональности при сдвиге по времени на целое количество тактовых интервалов. Так сделано и в семействе европейских стандартов цифрового телевизионного вещания DVB. Например, в используемом в настоящее время стандарте спутникового вещания DVB-S2 предусмотрены многопозиционные сигнальные созвездия из семейств фазовой манипуляции (ФМ) и амплитудно-фазовой манипуляции (АФМ) с количеством элементов от четырёх до 32, помехоустойчивые коды со скоростями от 1/4 до 9/10, и импульсные характеристики формирующего фильтра (импульсы), называемые импульсами Найквиста и имеющие в частотной области вид корня квадратного из приподнятого косинуса (root raised cosine, RRC) с минимальным коэффициентом сглаживания 0,2. Такие параметры означают возможность передачи данных с максимальной спектральной эффективностью около 3,75 бит/(с·Гц). Очевидно, спектральная эффективность сигналов DVB-S2 может быть улучшена при переходе к RRC-импульсу с нулевым коэффициентом сглаживания или sinc-импульсу, в этом случае будет осуществляться формирование сигнала на «пределе» или «барьере Найквиста», т.е. символьная скорость будет равна максимальной символьной скорости, при которой возможно независимое различение сигналов. Однако, использование sinc-импульса на практике невозможно ввиду его бесконечной длительности и малой скорости затухания колебаний. Несмотря на это, поиск новых форм импульсов, занимающих в частотной области минимальную полосу, является актуальной задачей. Например, в [2], [4] предлагается модернизация широко используемых импульсов Найквиста с целью минимизации уровня внеполосных излучений, возникающих из-за усечения бесконечного импульса. Другим направлением исследований является формирование сигналов с символьной скоростью, превышающей «барьер Найквиста». Такие сигналы называют сигналами с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ) или сигналами с частичным откликом, так как импульсы соседних тактовых интервалов неортогональны [1], [6], [8].

Впервые способ повышения спектральной эффективности за счет перехода к неортогональным импульсам был предложен Мазо [6]. Им было показано, что при увеличении в $1/\tau$ раз скорости следования символов в сигналах с импульсами вида $\sin(x)/x$, величина свободного евклидова расстояния не изменяется, если значение коэффициента «сближения» τ находится в интервале $[0,8...1]$. Это означало теоретическую возможность повышения спектральной эффективности в 1,25 раза при сохранении помехоустойчивости. Позже аналогичные результаты были получены и для RRC-импульсов [5]. Такой подход, получивший название «быстрее, чем Найквист» (Faster than Nyquist, FTN), считается перспективным и в настоящее время: например, FTN-сигналы на основе созвездия КАМ-4 при значении коэффициента сближения $\tau = 0,25$ обеспечивают спектральную эффективность, эквивалентную случаю использования созвездия КАМ-256 с ортогональными импульсами; при этом, на уровне вероятности битовой ошибки 10^{-6} разность в энергетических затратах может достигать 4–5 дБ в пользу FTN-сигналов [1]. Таким образом, использование FTN-сигналов является более эффективным способом повышения спектральной эффективности по сравнению с использованием созвездий КАМ высоких

порядков, а исследование характеристик сигналов с управляемой МСИ на основе оптимальных импульсов представляет актуальную задачу.

Несмотря на эффективность подхода «быстрее, чем Найквист», при формировании сигналов с частичным откликом RRC-импульсы не являются оптимальными по какому-либо критерию. В [8] была предложена методика нахождения оптимальных импульсов для сигналов с частичным откликом (Partial Response Signals, PRS). В данной методике предполагается решение линейной оптимизационной задачи для нахождения отсчётов оптимальной автокорреляционной функции (АКФ) и последующее восстановление отсчётов импульса из отсчётов его АКФ. Критерием оптимальности является максимальная величина свободного евклидова расстояния для выбранного сигнального созвездия, ширины полосы частот и глубины МСИ. В результате, из набора отсчётов оптимального импульса с помощью интерполяции восстанавливается непрерывный импульс, который является нефинитным. Однако, синтез оптимальных импульсов по данной методике оказывается вычислительно сложным в случае глубокой МСИ, распространяющейся более чем на восемь тактовых интервалов, и, одновременно, при использовании сигнальных созвездий с размерностью больше двух. Еще одним существенным недостатком данной методики является невозможность ограничения пик-фактора синтезируемых импульсов.

Для многокомпонентных сигналов [10] представляется возможным сформулировать и решить задачу нахождения оптимальных импульсов при использовании критерия минимальной полосы частот, содержащей заданную долю энергии сигнала. Существенным преимуществом является то, что вместе с уровнем МСИ в качестве дополнительного ограничения оптимизационной задачи может выступать величина пик-фактора сигнала. В таких сигналах используются финитные импульсы, что могло бы позволить избежать дополнительных потерь при практической реализации формирующих фильтров.

Использование сигнальных созвездий с большой размерностью в современных системах передачи данных неизбежно приводит к увеличению пик-фактора излучаемого сигнала. Переход от традиционных сигналов к сигналам с управляемой МСИ позволяет обеспечить требуемые малые значения удельных спектральных затрат за счёт использования импульсов с более узким спектром, при этом увеличение размера сигнального созвездия не требуется. При использовании комбинаций оптимальных импульсов, полученных с ограничением пик-фактора, с сигнальными созвездиями малой размерности можно рассчитывать на существенное снижение пик-фактора сигналов. Для компенсации энергетических потерь при приёме, вызванных введением МСИ, необходимо введение помехоустойчивого кода, т.е. переход к сигнально-кодовым конструкциям на основе сигналов с управляемой МСИ.

Объектом исследования в работе являются сигнально-кодовые конструкции, построенные на основе решётчатых кодов и спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ.

Предметом исследования являются удельные спектральные и энергетические затраты сигнально-кодовых конструкций на основе комбинации сигналов с управляемой МСИ и свёрточных кодов.

Целью работы является снижение энергетических потерь при высоких удельных скоростях передачи сообщений, которое достигается путём использования сигнально-кодовых конструкций на основе решётчатых кодов и оптимальных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией и регулируемым значением пик-фактора.

Для достижения указанной цели требуется решить следующие **задачи**.

1. Разработка методики синтеза финитных импульсов, входящих в состав сигнально-кодовых конструкций на основе решётчатых кодов и обеспечивающих минимальную ширину полосы частот, содержащую заданную долю энергии сигнала, при наличии дополнительных ограничений на величину пик-фактора сигнала и уровень МСИ, определяемый максимальным

значением коэффициента групповой корреляции либо значением свободного евклидова расстояния.

2. Оптимизация формы импульса для формирования сигнала в условиях ограниченной полосы частот с дополнительным ограничением уровня МСИ или пик-фактора сигнала, что должно позволить уменьшить энергетические потери.

3. Разработка структурной схемы модема для сигнально-кодовых конструкций на основе решётчатых кодов и сигналов с управляемой МСИ.

4. Разработка имитационной модели для оценки помехоустойчивости рассматриваемых сигнально-кодовых конструкций.

5. Проведение имитационного эксперимента приёма кодированных сигналов с управляемой МСИ с целью оценки характеристик помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

Методы исследования

В ходе диссертационных исследований использовались методы теории вероятностей, математической статистики, статистической теории радиотехнических систем, теории случайных процессов, вариационного исчисления, математического программирования. Имитационное моделирование проводилось с использованием среды Matlab.

Личный вклад автора в разработку проблемы

Автором разработана методика синтеза оптимальных финитных импульсов по критерию минимальной полосы частот, содержащей заданную долю энергии сигнала, при наличии дополнительных ограничений на пик-фактор сигнала и уровень МСИ, определяемый максимальным коэффициентом групповой корреляции либо свободным евклидовым расстоянием. Автором предложены сигнально-кодовые конструкции на основе оптимальных сигналов с управляемой МСИ и рекурсивных систематических свёрточных кодов с отображением кодированных бит на созвездия КАМ.

Научная новизна результатов диссертационной работы

- Предложена методика синтеза оптимальных финитных импульсов для одночастотных многокомпонентных сигналов по критерию минимальной ширины полосы частот, содержащей заданную долю энергии сигнала, при наличии дополнительных ограничений на величину пик-фактора сигнала и уровень МСИ, определяемый максимальным значением коэффициента групповой корреляции либо значением свободного евклидова расстояния.

- Определён выигрыш в спектральной и энергетической эффективности сигнально-кодовых конструкций на основе свёрточных кодов и сигналов с управляемой МСИ, символьная скорость которых превышает «барьер Найквиста», по отношению к известным схемам традиционной и параллельной решётчатой кодированной модуляции.

- Для оптимальных импульсов, полученных при ограничении свободного евклидова расстояния, определён выигрыш в энергетической эффективности от использования несимметричных импульсов вместо симметричных.

- Определён выигрыш в величине свободного евклидова расстояния для оптимальных сигналов с частичным откликом по отношению к сигналам «быстрее, чем Найквист» на основе RRC-импульсов.

- Определена степень улучшения энергетической эффективности сигнально-кодовых конструкций на основе свёрточных кодов и неортогональных сигналов, символьная скорость которых превышает «барьер Найквиста», при выполнении нескольких итераций алгоритма приёма (турбо эквалайзера).

Положения, выносимые на защиту

- Спектральная и энергетическая эффективность оптимальных 8-компонентных сигналов с сигнальным созвездием КАМ-4 совпадает с эффективностью теоретических ортогональных сигналов с прямоугольным спектром и сигнальными созвездиями КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64.

- При малой глубине МСИ сигналы с частичным откликом, т.е. нефинитными импульсами, обеспечивают выигрыш в величине свободного евклидова расстояния по отношению к многокомпонентным сигналам с финитными импульсами, однако, при увеличении глубины МСИ характеристики выравниваются. Так для сигнального созвездия КАМ-4 и $L = 4$ максимальный выигрыш составляет 0,9 дБ, а для $L = 8 - 0,3$ дБ.

- Выигрыш полученных в работе оптимальных 8-компонентных сигналов по отношению к традиционным сигналам с RRC-импульсами составляет 3,1 дБ в энергетической эффективности, рассчитанной с учетом пик-фактора сигнала, при фиксированных спектральных затратах или 30% в спектральной эффективности при фиксированных энергетических затратах, что соответствует 35% превышению «барьера Найквиста».

- Энергетический выигрыш оптимальных сигналов с частичным откликом на основе созвездия КАМ-16 в комбинации с рекурсивным систематическим свёрточным кодом со скоростью $3/4$ и длиной регистра 3 составляет 1,8 дБ относительно схемы решётчатой кодированной модуляции на основе созвездия КАМ-32 или 0,9 дБ относительно РКМ на основе созвездия КАМ-64 и ортогональных импульсов с идеальным прямоугольным спектром; превышение «барьера Найквиста» составляет 32% и 65% соответственно.

- Энергетический выигрыш многокомпонентных сигналов на основе созвездия КАМ-16 в комбинации с рекурсивным систематическим свёрточным кодом со скоростью $3/4$ достигает 3,9 дБ с учётом пик-фактора сигнала относительно схем решётчатой кодированной модуляции или 2 дБ относительно схем параллельной РКМ на основе созвездий КАМ-32 или КАМ-64 и RRC-импульсов с коэффициентом сглаживания 0,2.

Теоретическая значимость

Впервые сформулирована и решена задача синтеза оптимальных финитных импульсов по критерию минимальной ширины полосы частот, содержащей заданную долю энергии сигнала, при наличии дополнительных ограничений на пик-фактор сигнала, корреляционные свойства, величину свободного евклидова расстояния для ансамбля сигналов.

Практическая значимость

Впервые показана возможность снижения удельных энергетических затрат при приёме сигналов с решётчатой кодированной модуляцией за счёт использования сигнально-кодовых конструкций на основе оптимальных сигналов с управляемой МСИ и свёрточных кодов. Предложена структурная схема модема для передачи и приёма кодированных сигналов с управляемой МСИ. Предложен итеративный алгоритм приёма, осуществляющий демодуляцию сигнала в условиях МСИ и декодирование помехоустойчивого кода в цикле.

Апробация результатов

Материалы диссертационного исследования апробированы на конференциях:

1. Цифровая обработка сигналов и её применение, DSPA (г. Москва) в 2014, 2015 г.;
2. 3-я международная Черноморская конференция по связи и сетевым технологиям «IEEE BlackSeaCom» (г. Констанца, Румыния) в 2015 г.;
3. 15-я международная конференция по проводным и беспроводным сетям и системам нового поколения «New2An» (г. Санкт-Петербург) в 2015 г.

Структура и объем диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и одного приложения. Общий объем диссертационной работы составляет 138 страниц, в том числе 125 страниц основного текста, 48 рисунков, 7 таблиц, список литературы из 35 источников.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность и новизна темы исследования, сформулирована цель и основные задачи исследования, описана структура диссертационной работы.

В **первой главе** приведён аналитический обзор работ, описывающих подходы к формированию сигналов с управляемой МСИ: подход «быстрее, чем Найквист» и формирование сигналов с частичным откликом. Оба случая соответствуют значениям символьной скорости, превышающим «барьер Найквиста». В конце главы описаны алгоритмы приёма сигналов с частичным откликом: алгоритм Витерби [9], реализующий оптимальный приём по критерию максимального правдоподобия для последовательности символов, алгоритм ВСJR [3], реализующий оптимальный приём по критерию максимальной апостериорной вероятности для каждого символа. В результате аналитического обзора литературы обоснована актуальность выбранной темы, обоснованы и сформулированы цель и основные задачи исследования.

Во **второй главе** рассмотрены схемы решётчатой кодированной модуляции – способа помехоустойчивого кодирования, обеспечивающего энергетический выигрыш без потерь в спектральной эффективности. Также рассмотрены параллельные схемы РКМ, называемые турбо РКМ (ТРКМ) [7], объединяющие в себе принципы традиционной РКМ и параллельных систематических свёрточных кодов (турбо кодов). К настоящему времени в литературе не было представлено характеристик помехоустойчивости для схем ТРКМ на основе сигнальных созвездий размером больше 16 и обеспечивающих значения спектральной эффективности выше 3 бит/(с·Гц). В результате имитационного моделирования показано, что для схем РКМ, обеспечивающих значения спектральной эффективности до 5 бит/(с·Гц), на уровне вероятности битовой ошибки 10^{-4} энергетический выигрыш от традиционной РКМ составляет до 3 дБ при использовании в кодере регистра с 8 состояниями. При переходе к ТРКМ и при выполнении шести итераций алгоритма приёма энергетический выигрыш может быть увеличен еще на 2 дБ.

В **третьей главе** описаны принципы формирования и свойства многокомпонентных сигналов, отличительной особенностью которых является использование финитных импульсов с длительностью в L тактовых интервалов, где L – количество компонент.

Для многокомпонентных сигналов приводится аналитическое выражение для энергетического спектра комплексной огибающей:

$$G(f) = \frac{LZ}{T} |F_a(Lf)|^2,$$

где T – длительность тактового интервала, $F_a(f)$ – преобразование Фурье от импульса $a(t)$, Z – множитель, зависящий от используемого сигнального созвездия. В случае использования одинаковых сигнальных созвездий в компонентах данный множитель представляет собой среднюю по созвездию энергию символа:

$$Z = \frac{1}{M} \sum_{r=1}^M |C^{(r)}|^2 = E_s,$$

где $C^{(r)}$ – элементы, а M – размерность сигнального созвездия.

Пик-фактор комплексной огибающей многокомпонентного сигнала вычисляется аналитически и записывается в следующем виде:

$$PAPR = \frac{P_{\max}}{P_{\text{cp}}} = \frac{1}{Z} \frac{1}{E_a} \frac{1}{T} \frac{1}{L} \max_{t \in \left[\frac{LT}{2} - T, \frac{LT}{2} \right]} \left\{ \left(\sum_{p=1}^L \left| a \left(\frac{t - \Delta t_p}{L} \right) \right| \right)^2 \right\},$$

где P_{\max} – максимальная, а P_{cp} – средняя мощность многокомпонентного сигнала, Δt_p – задержка начала первого тактового интервала p -й компоненты от начала первого тактового интервала первой компоненты, E_a – энергия импульса $a(t)$:

$$E_a = \int_{-T/2}^{T/2} a^2(t) dt.$$

Для любой пары многокомпонентных сигналов, модулированных разными последовательностями символов C_k , квадрат евклидова расстояния представляется следующим выражением:

$$d_{\xi}^2 = g_{\xi}[0] + 2 \sum_{m=1}^{L-1} \text{Re} \{ g_{\xi}^*[k] ACF_a[k] / E_a \},$$

где g_{ξ} – автокорреляционная функция (АКФ) последовательности ошибочных символов $\xi[k]$, каждый из которых является разностью символов с индексами k из двух последовательностей, $ACF_a[k]$ – значения АКФ импульса $a(t)$ в отсчётные моменты времени:

$$ACF_a[k] = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) a(t - kT) dt.$$

В случае использования сигнальных созвездий, содержащих больше двух символов ($M > 2$), в многокомпонентных сигналах с количеством компонент больше семи ($L > 7$) количество возможных последовательностей $\xi[k]$ оказывается большим ($> 3 \cdot 10^6$) и растёт экспоненциально с увеличением L . Следовательно, вычисление свободного евклидова расстояния оказывается затруднительным. Более простой оценкой уровня МСИ в многокомпонентных сигналах является нормированный максимальный коэффициент групповой корреляции (МКГК):

$$MGC = \sum_{\substack{k=-L+1 \\ k \neq 0}}^{L-1} |ACF_a[k] / E_a|.$$

Для решения **задачи 1** предложена методика синтеза оптимальных финитных импульсов по критерию минимальной полосы частот, содержащей заданную долю энергии сигнала, при наличии дополнительных ограничений на пик-фактор сигнала и уровень МСИ, определяемый значением максимального коэффициента групповой корреляции либо величиной свободного евклидова расстояния.

1. Импульс, ограниченный одним тактовым интервалом длительностью T , представляется в виде усечённого ряда Фурье:

$$a(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} \left(c_k \cos \left(\frac{2\pi}{T} kt \right) + s_k \sin \left(\frac{2\pi}{T} kt \right) \right), \quad t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right],$$

$$a(t) = 0, \quad t \in \left(-\infty, \frac{T}{2} \right) \cup \left(\frac{T}{2}, +\infty \right).$$

2. Формулируются дополнительные ограничения на искомое решение:
на пик-фактор сигнала

$$PAPR \leq \Pi;$$

на максимальный коэффициент групповой корреляции

$$MGC \leq \kappa;$$

на квадрат свободного евклидова расстояния

$$d_{\xi}^2 \geq \rho \quad \forall \xi[k].$$

3. Считается достаточным такое количество коэффициентов усечённого ряда $(2K' - 1)$, при котором выполняются следующие неравенства:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} (a_{(K')} (t) - a_{(K'+i)} (t))^2 dt \leq 0,001, \\ 2|MGC_{K'} - MGC_{K'+i}| / (MGC_{K'} + MGC_{K'+i}) &\leq 0,01, \\ 2|PAPR_{K'} - PAPR_{K'+i}| / (PAPR_{K'} + PAPR_{K'+i}) &\leq 0,01, \\ i &= 1, 2, 3, \end{aligned}$$

где $a_{(K)}(t)$ – импульс, определённый $2K - 1$ коэффициентами ряда Фурье, MGC_K , $PAPR_K$ – соответствующие значения максимального коэффициента групповой корреляции и пик-фактора многокомпонентного сигнала.

4. Для набора значений полосы W , производится поиск оптимальных импульсов по критерию максимальной концентрации энергии $BEC(W, a(t))$, в качестве оптимального решения выбирается то, которое обеспечивает минимальное абсолютное отклонение концентрации энергии от требуемого значения 0,99:

$$(a_{\text{opt}}(t), W_{99\%}^{\min}) = \underset{W}{\operatorname{argmin}} \left\{ \max_{a(t)} \{BEC(W, a(t))\} - 0,99 \right\},$$

где $W_{99\%}^{\min}$ – минимальная полоса, вычисленная по критерию 99%-й концентрации энергии.

5. Для полученного значения минимальной полосы частот $W_{99\%}^{\min}$ и импульса $a_{\text{opt}}(t)$ вычисляется абсолютное отклонение концентрации энергии от требуемого значения 0,99:

$$\Delta_{BEC}(W) = \left| \max_{a(t)} \{BEC(W_{99\%}^{\min}, a_{\text{opt}}(t))\} - 0,99 \right|.$$

Если отклонение превышает $5 \cdot 10^{-6}$, то шаг 4 должен быть выполнен заново для набора значений полосы W , взятых с меньшим шагом.

Для нахождения оптимального импульса в работе использовался метод дихотомии, в котором после нескольких итераций, всегда находилось решение удовлетворяющее условию $\Delta_{BEC}(W) < 5 \cdot 10^{-6}$ (рис. 1).

В результате использования данной методики появляется возможность решения задачи поиска оптимального импульса, входящего в состав сигнально-кодовых конструкций на основе решётчатых кодов, при использовании дополнительных ограничений на пик-фактор сигнала и уровень МСИ, определяемый максимальным коэффициентом групповой корреляции либо свободным евклидовым расстоянием.

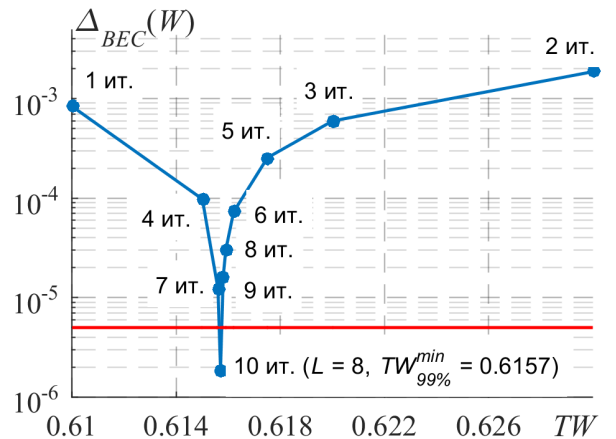


Рис. 1

Для решения задачи 2 для каждого из дополнительных ограничений были получены наборы оптимальных симметричных и несимметричных импульсов. На рис. 2 представлены примеры оптимальных импульсов: симметричных с единственным ограничением пик-фактора сигнала (*а*), несимметричных с единственным ограничением свободного евклидова расстояния (*б*), симметричных с единственным ограничением МКГК (*в*).

Показано, что в случае ограничения уровня МСИ (МКГК или свободного евклидова расстояния) лучшая энергетическая эффективность обеспечивается несимметричными импульсами, а в случае ограничения пик-фактора сигнала – симметричными импульсами.

Для проверки спектральных свойств многокомпонентные сигналы с синтезированными оптимальными импульсами и случайными последовательностями символов из созвездия КАМ-4 воспроизводились на векторном генераторе Agilent с параметрами модуляции: несущая частота 1 ГГц, скорость манипуляции 1 Мсимв/с ($T = 1$ мкс). Полученные оценки энергетических спектров представлены на рис. 3: (*а*) – для случая использования оптимального импульса с нормированной полосой $TW_{99\%} = 0,763$, полученного с единственным ограничением свободного евклидова расстояния $d_{св}^2 = 2,0$, (*б*) – для случая использования оптимального импульса с нормированной полосой $TW_{99\%} = 0,416$, полученного с единственным ограничением пик-фактора сигнала $PAPR = 4,5$. Как можно видеть, измеренные по критерию 99%-й концентрации энергии полосы частот хорошо соответствуют теоретическим значениям: погрешность составляет менее 1 %.

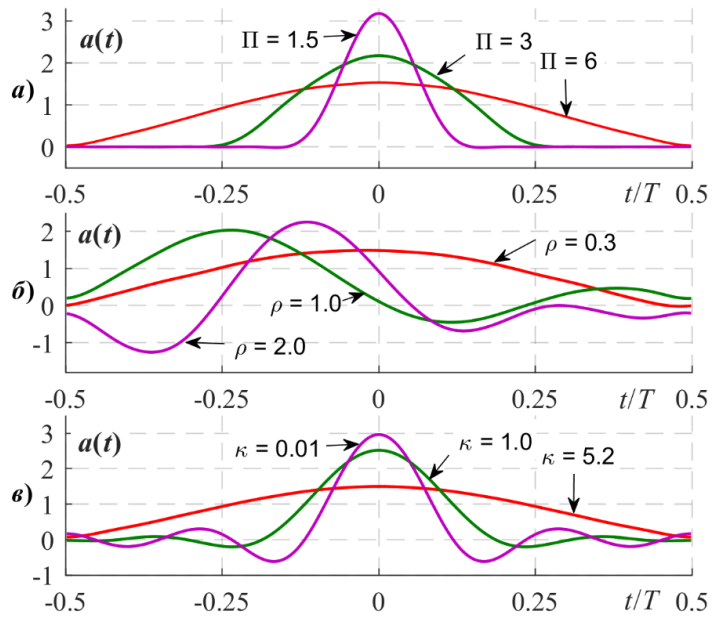


Рис. 2

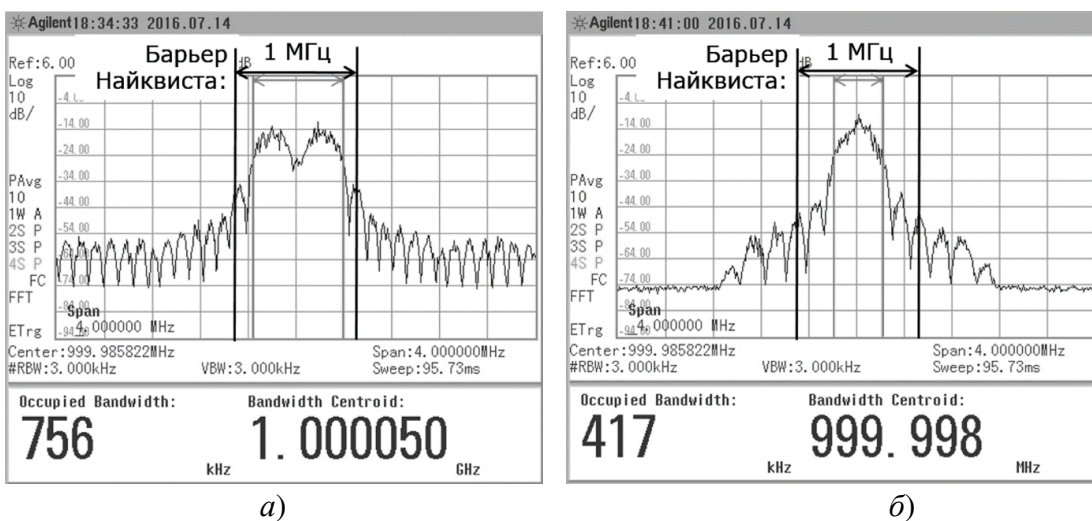


Рис. 3

Для оценки практического выигрыша от использования многокомпонентных сигналов в табл. 1 представлены значения скоростей передачи данных в системе DVB-S2, использующей

полосу частот 36 МГц, для предположения о замене традиционных сигналов без МСИ на основе RRC-импульсов на многокомпонентные сигналы (Multicomponent Signals, MCS) с оптимальными финитными импульсами. С учётом более узкой нормированной полосы частот, в случае многокомпонентных сигналов возможно значительное увеличение символьной скорости и, следовательно, скорости передачи данных.

Таблица 1

Система	DVB-S2	MCS	MCS
Полоса частот системы	36 МГц	36 МГц	36 МГц
Вид импульса $a(t)$	RRC, $\alpha = 0,25$	Оптимальный $d_{св}^2 = 2,0$	Оптимальный $d_{св}^2 = 1,07$
Нормированная полоса $TW_{99\%}$	1,103	0,763	0,539
Максимальная символьная скорость	32,64 Мсимв/с	47,18 Мсимв/с	66,79 Мсимв/с
Битовая скорость при использовании КАМ-4	65,28 Мбит/с	94,36 Мбит/с	133,58 Мбит/с
Битовая скорость при использовании ФМ-8	97,91 Мбит/с	141,55 Мбит/с	200,37 Мбит/с

В четвёртой главе рассмотрены сигнально-кодовые конструкции на основе оптимальных сигналов с частичным откликом, оптимальных многокомпонентных сигналов и рекурсивных систематических свёрточных кодов (РСК). Для решения задачи 3 предложена структурная схема модема для передачи и приёма кодированных сигналов с управляемой МСИ.



Рис. 4

На рис. 4 представлена структурная схема передатчика. В начале процедуры формирования сигнала блоки передаваемых бит проходят этап кодирования рекурсивным систематическим свёрточным кодом. Далее кодированные биты проходят этап перемежения и отображаются на символы используемого сигнального созвездия. Вещественная и мнимая составляющие последовательностей получаемых символов поступают на блоки передискретизации, в которых осуществляется формирование последовательностей модулированных цифровых дельта-импульсов. Далее сформированные последовательности дельта-импульсов поступают на формирующие фильтры, импульсные характеристики которых эквивалентны последовательности отсчётов используемого импульса $a(t)$. На выходах формирующих фильтров получаются отсчёты синфазной $y_I(t)$ и квадратурной $y_Q(t)$ низкочастотных составляющих сигнала. После цифро-аналогового преобразования низкочастотных квадратурных составляющих осуществляется формирование сигнала на несущей частоте.

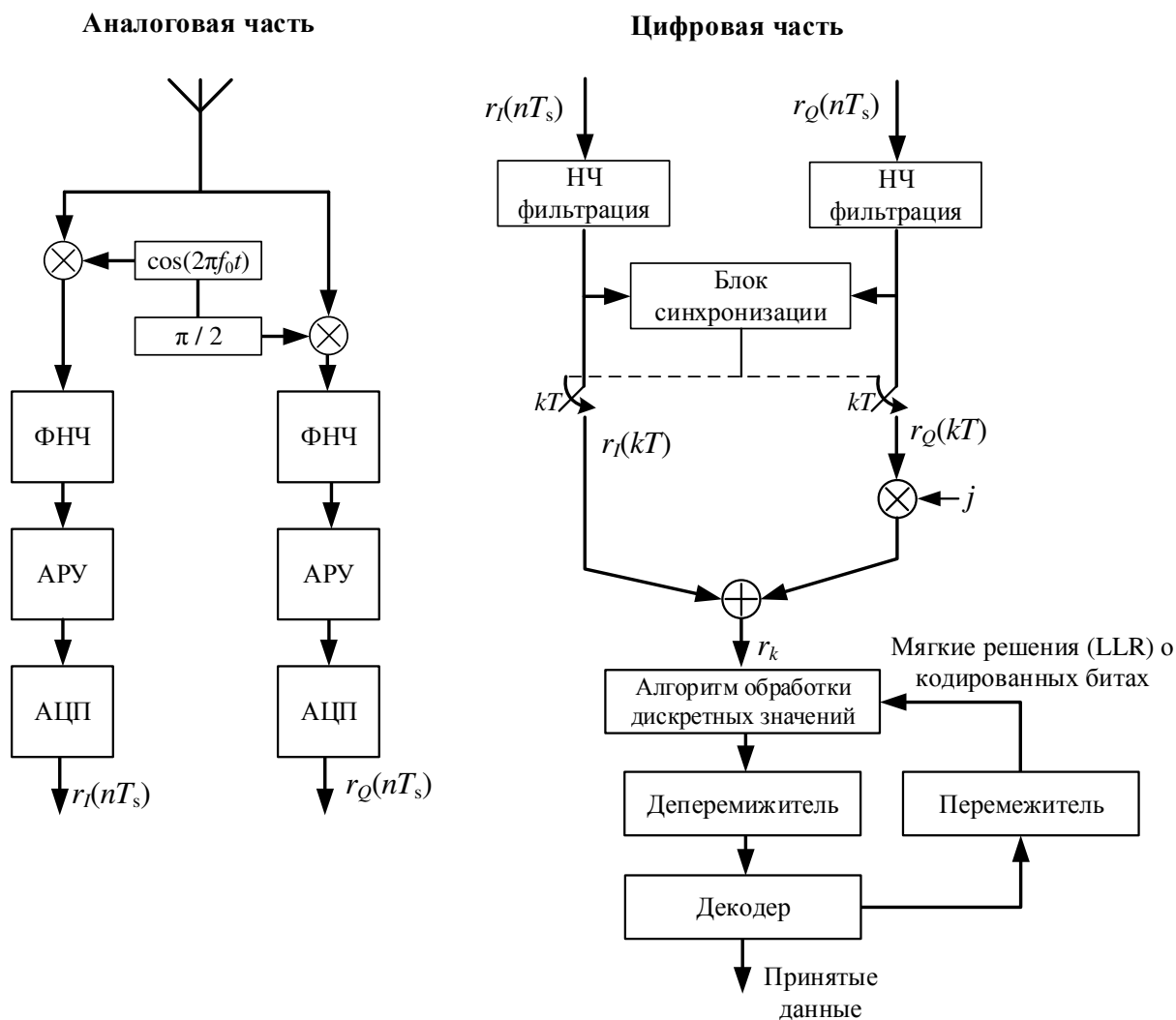


Рис. 5

Структурная схема приёмника представлена на рис 5. В аналоговой части устройства осуществляется перенос сигнала на нулевую частоту и выделение его низкочастотных квадратурных составляющих. После оцифровки сигналов двух квадратур с увеличенной частотой дискретизации $1/T_s$, полученные последовательности отсчётов поступают на входы фильтров низких частот с частотами среза равными $1/(2T)$, где T – длительность тактового интервала. В результате процедуры синхронизации определяются начала тактовых интервалов, и, с учётом подстройки по времени, сохраняются отсчёты сигналов с выходов фильтров с периодом T . Для

демодуляции сигналов с управляемой МСИ и декодирования кода предлагается использование итеративной схемы приёма (турбо эквалайзера).

Для решения задачи 4 в среде Matlab была реализована имитационная модель (рис. 6), соответствующая блокам цифровых частей структурной схемы модема. Для оценки потенциальных характеристик рассматриваемых сигнально-кодовых конструкций синхронизация с началами тактовых интервалов считалась идеальной. Демодуляция сигнала с управляемой МСИ осуществлялась алгоритмом оценки апостериорных вероятностей (АПВ) символов, данный алгоритм основан на алгоритме BCJR. Полученные оценки АПВ символов после процедуры деления на соответствующие значения априорных вероятностей преобразовывались в логарифмы отношения правдоподобия (Log-Likelihood Ratio, LLR) для кодированных бит. После деперемежения значений LLR осуществлялось декодирование РСК алгоритмом BCJR, в результате чего обновлялись значения LLR для кодированных бит. Новые значения LLR после перемежения пересчитывались в априорные вероятности символов, которые использовались в следующей итерации.

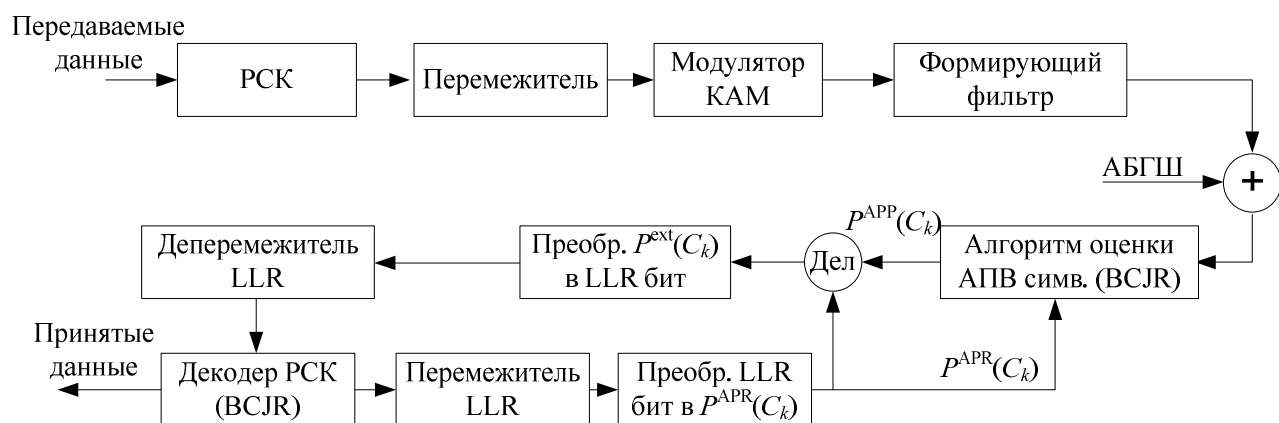


Рис. 6

Для решения задачи 5 с помощью разработанной имитационной модели были получены кривые помехоустойчивости для сигнально-кодовых конструкций с параметрами из табл. 2.

Таблица 2

Номер схемы	1	2
Скорость передачи	1 бит / T	3 бит / T
Сигнальное созвездие	КАМ-4 (с кодом Грэя)	КАМ-16 (с кодом Грэя)
Скорость РСК	$R_{РСК} = 1/2,$	$R_{РСК} = 3/4,$
Кол-во состояний регистра кодера	$N_s = 8$	$N_s = 8$
Диапазон значений $TW_{99\%}$, обеспечиваемых импульсом $a(t)$	0,34...0,6 ($L = 8$)	0,6...0,92 ($L = 4$)
Диапазон значений $\beta_F = W_{99\%}/R$	0,34...0,6	0,2...0,307

На рис. 7 (а) представлены кривые помехоустойчивости, полученные для первой схемы из табл. 1 для случая $TW_{99\%} = 0,44$. Как можно видеть из представленных результатов, на уровне вероятности битовой ошибки 10^{-4} удельные энергетические затраты составляют 7,7 дБ

при условии, что в турбо эквалайзере выполняются две итерации. При этом, удельные энергетические затраты могут быть снижены до значения 5,6 дБ при выполнении четырёх итераций алгоритма приёма, или до 5,1 дБ при шести итерациях алгоритма приёма. Таким образом, в данном случае каждая из первых шести итераций алгоритма приводит к заметному улучшению качества приёма, а выполнение большего количества итераций оказывается неэффективным: выигрыш от выполнения восьми итераций вместо шести оказывается около 0,2 дБ. При использовании импульса, обеспечивающего $TW_{99\%} = 0,6$, вероятность битовой ошибки 10^{-4} обеспечивается при $E_b/N_0 = 5,5$ дБ при двух итерациях турбо эквалайзера. Возможно снижение удельных энергетических затрат до значения 4,8 дБ при выполнении трёх итераций алгоритма приёма, но все последующие итерации практически не приводят к дополнительному снижению удельных энергетических затрат и оказываются неэффективными (рис. 7 (б)).

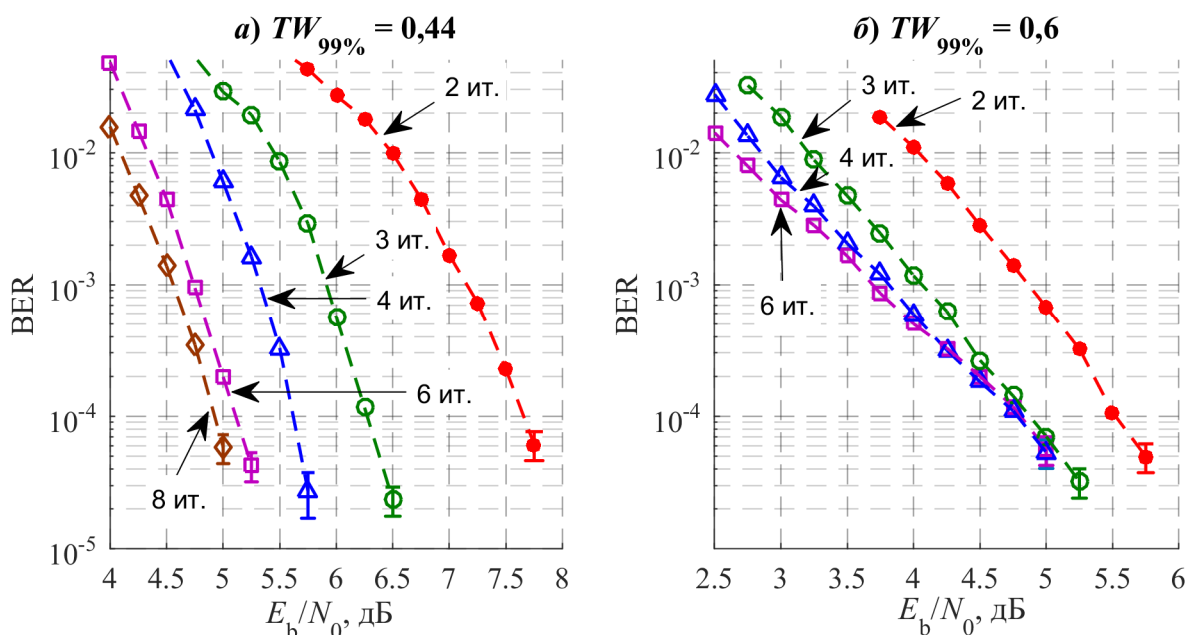


Рис. 7

Для сравнения эффективности сигнально-кодовых конструкций использовались удельные спектральные затраты:

$$\beta_F = W_{99\%}/R,$$

где R – скорость передачи данных (бит/с), и удельные энергетические затраты

$$\beta_E = E_b/N_0,$$

где E_b – энергия, затрачиваемая для передачи одного бита полезной информации, а N_0 – спектральная плотность средней мощности белого гауссовского шума, добавляемого в канал.

На рис. 8 приводится сравнение удельных спектральных и энергетических затрат кодированных сигналов с частичным откликом, кодированных многокомпонентных сигналов, схем РКМ и ТРКМ. Все значения удельных энергетических затрат β_E представлены для вероятности битовой ошибки 10^{-4} . Демодуляции сигналов с ТРКМ и кодированных сигналов с управляемой МСИ осуществлялась при выполнении четырёх итераций алгоритма приёма. Для режимов передачи данных без кодирования и для схем РКМ, ТРКМ на рис. 8 отмечены точки, соответствующие лучшей эффективности, т.е. использованию RRC-импульсов с нулевым коэффициентом сглаживания. Характеристики кодированных многокомпонентных сигналов представлены для случаев использования оптимальных импульсов, полученных при единственном ограничении пик-фактора сигнала. Из представленных результатов можно видеть,

что кодированные многокомпонентные сигналы и кодированные сигналы с частичным откликом превосходят схемы РКМ, а вторые даже приближаются к ТРКМ по энергетической эффективности. Наибольший энергетический выигрыш относительно схем РКМ (до 1,8 дБ) наблюдается для кодированных сигналов с частичным откликом в области малых значений удельных спектральных затрат: $\beta_F = 0,2 \dots 0,25$.

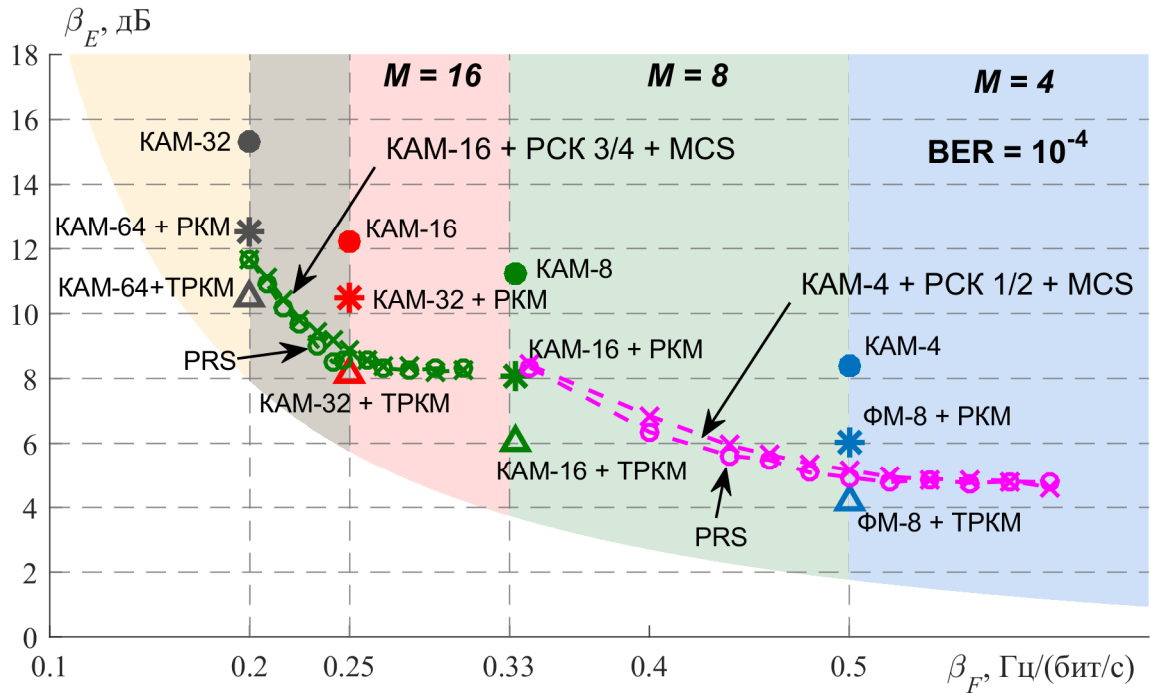


Рис. 8

Сравнение характеристик сигнально-кодовых конструкций в традиционной плоскости удельных спектральных и энергетических затрат не всегда удобно, так как оно не учитывает значения пик-фактора формируемых сигналов. В связи с этим предлагается рассмотрение модифицированных удельных энергетических затрат, учитывающих значение пик-фактора:

$$\beta_E^* = P_{\max} / (RN_0) = PAPR \beta_E.$$

На рис. 9 представлены удельные спектральные и модифицированные удельные энергетические затраты рассматриваемых сигнально-кодовых конструкций. Точки, соответствующие передаче данных без кодирования, а также схемам РКМ и ТРКМ приведены с учётом характеристик RRC-импульса с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,2$: такое значение является компромиссным между занимаемой полосой частот и величиной пик-фактора сигнала. Все отмеченные точки также соответствуют вероятности битовой ошибки 10^{-4} . Из представленных результатов можно видеть, что кодированные многокомпонентные сигналы приближаются и даже превосходят схемы ТРКМ по энергетической эффективности и всегда превосходят схемы РКМ. Как и прежде, наибольший энергетический выигрыш наблюдается в области малых значений β_F и для кодированных многокомпонентных сигналов достигает 2 дБ относительно схем ТРКМ и 3,9 дБ относительно схем РКМ. В области больших значений β_F кодированные многокомпонентные сигналы сравнимы со схемами ТРКМ по модифицированной удельной энергетической эффективности и превосходят кодированные сигналы с частичным откликом с выигрышем от 1 до 3 дБ.

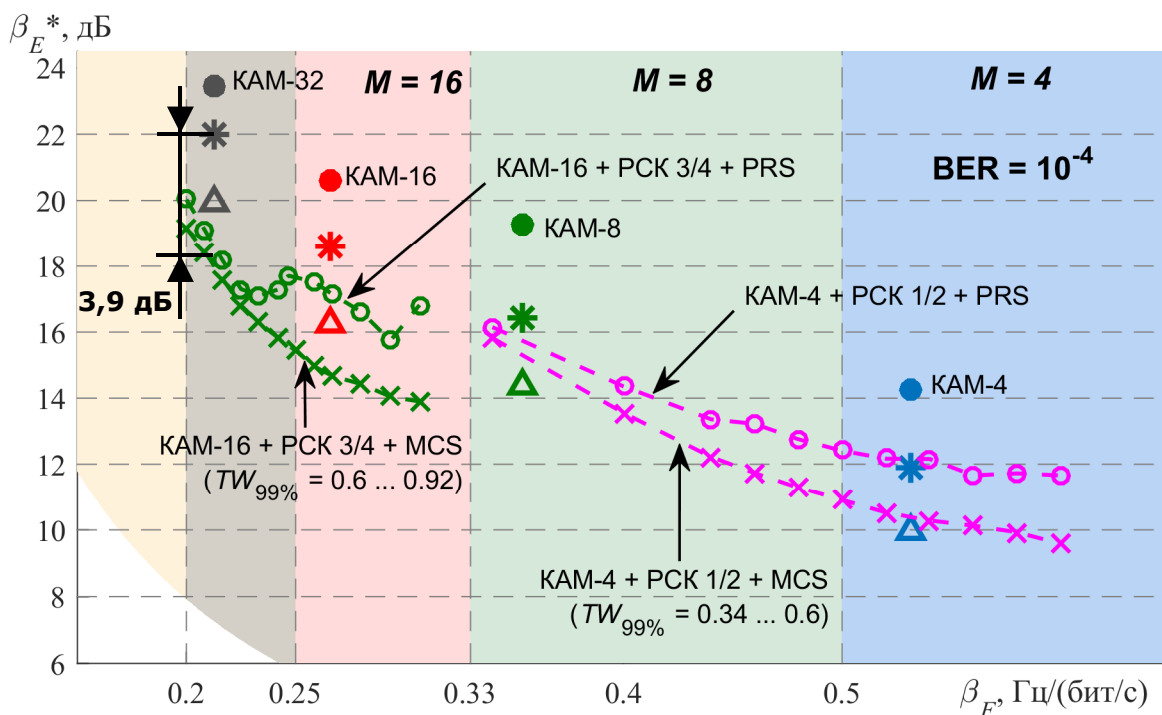


Рис. 9

В **заключении** приведены научная новизна и положения, выносимые на защиту, сформулированы основные результаты исследования, представляющие теоретический и практический интерес:

- Для сигнального созвездия ФМ-2 и нормированной полосы частот 0,4 оптимальные сигналы с частичным откликом обеспечивают выигрыш 1,4 дБ в величине свободного евклидова расстояния по сравнению с сигналами «быстрее, чем Найквист» на основе RRC-импульсов с коэффициентом сглаживания 0,2.

- Получены оптимальные 8-компонентные сигналы на основе сигнального созвездия КАМ-4, обеспечивающие значения удельных спектральных затрат в диапазоне от 0,14 до 0,68 Гц/(бит/с); при удельных спектральных затратах 0,50, 0,25 и 0,17 Гц/(бит/с), соответствующих использованию сигнальных созвездий КАМ-4, КАМ-16 и КАМ-64 в комбинации с sinc-импульсами, и при вероятности битовой ошибки 10^{-4} удельные энергетические затраты оптимальных 8-компонентных сигналов и сигналов с ортогональными импульсами совпадают с погрешностью менее 2 %.

- При удельных спектральных затратах 0,54 Гц/(бит/с), соответствующих использованию сигнального созвездия КАМ-4 в комбинации с RRC-импульсами с коэффициентом сглаживания 0,2, и при вероятности битовой ошибки 10^{-4} удельные энергетические затраты оптимальных 8-компонентных сигналов, рассчитанные с учётом пик-фактора, оказываются меньше на 3,1 дБ по сравнению с удельными энергетическими затратами традиционных сигналов с ортогональными импульсами, рассчитанными также с учётом пик-фактора.

- При удельных спектральных затратах 0,25 Гц/(бит/с) и вероятности битовой ошибки 10^{-4} удельные энергетические затраты кодированных сигналов с частичным откликом на основе сигнального созвездия КАМ-16 оказываются меньше на 1,8 дБ по сравнению с удельными энергетическими затратами сигналов с решётчатой кодированной модуляцией на основе сигнального созвездия КАМ-32 и ортогональных импульсов; при удельных спектральных затратах 0,2 Гц/(бит/с) энергетический выигрыш кодированных сигналов с частичным откликом на основе сигнального созвездия КАМ-16 составляет 0,9 дБ по сравнению со схемой решётчатой кодированной модуляции на основе сигнального созвездия КАМ-64.

• При удельных спектральных затратах 0,21 Гц/(бит/с) и вероятности битовой ошибки 10^{-4} энергетический выигрыш кодированных 8-компонентных сигналов на основе сигнального созвездия КАМ-16, вычисленный с учётом пик-фактора сигнала, составляет 2 дБ относительно сигналов с турбо решётчатой кодированной модуляцией на основе сигнального созвездия КАМ-64 и 3,9 дБ относительно сигналов с классической решётчатой кодированной модуляцией; при удельных спектральных затратах 0,27 Гц/(бит/с) энергетический выигрыш кодированных 8-компонентных сигналов уменьшается до 1,4 дБ по сравнению с сигналами с турбо решётчатой кодированной модуляцией на основе сигнального созвездия КАМ-32 и до 3,8 дБ по сравнению с сигналами с классической решётчатой кодированной модуляцией.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в журналах, входящих в перечень ВАК

1. Гельгор, А.Л. Преодоление "барьера" Найквиста при использовании одночастотных неортогональных многокомпонентных сигналов / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // **Радиотехника**. – 2015. – № 1. – С. 32-48.
2. Гельгор, А.Л. Повышение помехоустойчивости приёма сигналов Uplink LTE при использовании турбоэквалайзера / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, П.В. Иванов, Е.А. Попов, А.В. Архипкин, Т.Е. Гельгор // **Радиотехника**. – 2015. – № 9. – С. 39-50.

Статьи в зарубежных трудах, индексируемых базами Scopus и Web of Science

3. Gelgor, A. Multicomponent signals for bandwidth-efficient single-carrier modulation / A. Gelgor, A. Gorlov, E. Popov // 2015 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (**BlackSeaCom**). – 2015. – pp. 19-23.
4. Gorlov, A. Improving energy efficiency of partial response signals by using coded modulation / A. Gorlov, A. Gelgor, E. Popov // 2015 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (**BlackSeaCom**). – 2015. – pp. 58-62.
5. Gelgor, A. On the Synthesis of Optimal Finite Pulses for Bandwidth and Energy Efficient Single-Carrier Modulation / A. Gelgor, A. Gorlov, E. Popov // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (**New2An**). – 2015. Springer International Publishing. – pp. 655-668.
6. Gelgor, A. Improving BER Performance of Uplink LTE by Using Turbo Equalizer / A. Gelgor, A. Gorlov, P. Ivanov, E. Popov, A. Arkhipkin, T. Gelgor // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (**New2An**). – 2015. Springer International Publishing. – pp. 459-472.

Остальные публикации по теме диссертации

7. Гельгор, А.Л. Повышение энергетической эффективности зависимых сигналов при использовании решётчатой кодированной модуляции / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // **XL Неделя науки СПбГПУ**. Материалы международной научно-практической конференции. – 2011. – Ч. IX. – С. 50–51.
8. Гельгор, А.Л. Сигнально-кодовые конструкции на основе многокомпонентных сигналов с решётчатой кодированной модуляцией / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // 15-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – **DSPA-2013**», доклады. – 2013. – том 1. – С. 48–51.
9. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности одночастотных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией за счёт введения управляемой межсимвольной интерференции / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // 16-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – **DSPA-2014**», доклады. – 2014. – том 1. – С. 75–79.
10. Гельгор, А.Л. Программная реализация алгоритма приёма сигналов с параллельной решётчатой кодированной модуляцией / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // 16-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – **DSPA-2014**», доклады. – 2014. – том 1. – С. 84–88.
11. Гельгор, А.Л. Повышение энергетической эффективности сигналов с частичным откликом при использовании схем кодированной модуляции / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // 17-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – **DSPA-2015**», доклады. – 2015. – том 1. – С. 91–95.

12. Шевелев, А.Е. Синтез оптимальных сигналов с частичным откликом по критерию максимального свободного евклидова расстояния / А.Е. Шевелев, А.И. Горлов // **Неделя науки СПбПУ** материалы научного форума с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций; В.Э. Гасумянц, Д.Д. Каров - ответственные редакторы. 2015. С. 69–71.
13. Гельгор А.Л. Сравнение эффективности М-алгоритма и алгоритма Витерби при приёме сигналов с частичным откликом / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Ван Фе Нгуен, Е.А. Попов // 18-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение - **DSPA-2016**", Москва, Россия, доклады. С. 78–82.
14. Гельгор, А.Л. Численное решение задачи синтеза оптимальных многокомпонентных сигналов с управляемым уровнем пик-фактора колебаний и уровнем межсимвольной интерференции / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Н.К. Ермоленко, Е.А. Попов // 18-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение - **DSPA-2016**", Москва, Россия, доклады. С. 145–150.
15. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности передачи данных в системе DVB-S2 за счёт использования оптимальных многокомпонентных сигналов с управляемым уровнем пик-фактора колебаний и уровнем межсимвольной интерференции / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, Е.А. Попов // 18-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение - **DSPA-2016**", Москва, Россия, доклады. С. 151–155.
16. Гельгор, А.Л. Оценка эффективности использования MMSE турбо эквалайзера для приёма сигналов uplink LTE / А.Л. Гельгор, А.И. Горлов, П.В. Иванов, Е.А. Попов, А.В. Архипкин, Т.Е. Гельгор // 18-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение - **DSPA-2016**", Москва, Россия, доклады. С. 314–319.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Anderson, J.B. Faster-Than-Nyquist Signaling / J.B. Anderson, F. Rusek, V. Owall // *Proceedings of the IEEE*. – 2013. – Vol. 101, Issue: 8. – pp. 1817-1830.
2. Assalini, A. Improved Nyquist pulses / A. Assalini, A.M. Tonello // *Communications Letters, IEEE*. – 2004. – Vol. 8, Issue: 2. – pp. 87-89.
3. Bahl, L. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (Corresp.) / L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv // *Information Theory, IEEE Transactions on*. – 1974. – Vol. 20, Issue: 2. – pp. 284-287.
4. Chatelain, B. Peak-to-average power ratio and intersymbol interference reduction by Nyquist pulse optimization / B. Chatelain, F. Gagnon // *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. – 2004. – pp. 954-958 Vol. 2.
5. Liveris, A.D. Exploiting faster-than-Nyquist signaling / A.D. Liveris, C.N. Georghiades // *Communications, IEEE Transactions on*. – 2003. – Vol. 51, Issue: 9. – pp. 1502-1511.
6. Mazo, J.E. Faster-than-nyquist signaling / J.E. Mazo // *Bell System Technical Journal, The*. – 1975. – Vol. 54, Issue: 8. – pp. 1451-1462.
7. Robertson, P. Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes / P. Robertson, T. Worz // *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*. – 1998. – Vol. 16, Issue: 2. – pp. 206-218.
8. Said, A. Bandwidth-efficient coded modulation with optimized linear partial-response signals / A. Said, J.B. Anderson // *Information Theory, IEEE Transactions on*. – 1998. – Vol. 44, Issue: 2. – pp. 701-713.
9. Viterbi, A.J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm / A.J. Viterbi // *Information Theory, IEEE Transactions on*. – 1967. – Vol. 13, Issue: 2. – pp. 260-269.
10. Гельгор, А.Л. Оптимизация формы огибающей многокомпонентных сигналов при наличии ограничений на пик-фактор и коэффициент корреляции / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета*. – 2010. – № 5. – С. 25-30.