

На правах рукописи



Нгуен Тан Хоанг Фьюк

**ОПТИМИЗАЦИЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ
ОГРАНИЧЕНИЯХ НА ФОРМУ ЧАСТОТНОЙ МАСКИ**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2019

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: Чесноков Михаил Николаевич
доктор технических наук, профессор,
Заместитель начальника отдела связи ООО «Специальный
Технологический Центр», г. Санкт-Петербург,

Кислицын Александр Борисович,
кандидат технических наук, без звания,
программист ООО НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ», г. Санкт-Петербург

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский
государственный университет телекоммуникаций им.
проф. М.А. Бонч-Бруевича»

Защита состоится 17 декабря 2019 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 2019 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.229.01
доктор технических наук, профессор



Коротков Александр
Станиславович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы диссертации

При разработке новых систем передачи информации важной задачей является обеспечение электромагнитной совместимости, что, в том числе, означает выработку требований на частотную маску системы таким образом, чтобы соседние по частотному диапазону сигналы оказывали минимальное влияние друг на друга. Очевидно, что разработчики систем передачи информации должны стараться максимально полно использовать предоставленный им частотно-временной ресурс. Это означает, что в идеале спектр сигнала должен совпадать со спектральной маской. Однако обычно задача выбора формы колебания и, следовательно, спектра решается без непосредственного учёта всей маски, а лишь с учётом некоторых её числовых характеристик, и в дальнейшем требования на частотную маску удовлетворяются выполнением фильтрации в передатчике сформированного сигнала.

В литературе присутствует множество публикаций на тему поиска новых спектрально-эффективных форм сигналов, например, в [1-5]. В этих публикациях, спектральная эффективность обычно определяется отношением скорости подачи информации в канал к полосе частот, занимаемой сигналом и вычисляемой по тому или иному критерию. В разных работах используются разные критерии определения полосы частот. Например, в [1, 2] используются значения полосы частот, вычисленные по уровню внеполосных излучений. В [3–5] вычисляется полоса, в которой содержится та или иная часть энергии (мощности) сигнала, например, 99% или 99,9%. Очевидно, не существует лучшего критерия, так как в разных ситуациях могут оказаться важными разные параметры. В том числе по этой причине довольно сложно определить, какие из предлагаемых спектрально-эффективных сигналов являются лучшими – каждый хорош с учётом своих критериев определения ширины полосы частот. Тем не менее, использование описанных выше или иных критериев оказывается удобным по нескольким причинам. Прежде всего, такой подход обеспечивает универсальность получаемых результатов, т.е. они не привязаны ни к какой конкретной системе, напротив, всегда можно сделать расчёт того, какие результаты они покажут при использовании в той или иной системе. С другой стороны, использование разных критериев продиктовано методами, которые используются для поиска новых сигналов. Особенно это важно, когда речь идёт о решении оптимизационных задач. При использовании одного критерия определения полосы частот оказывается возможным сформулировать линейную оптимизационную задачу, что важно, так как обеспечивает возможность нахождения глобального экстремума. Использование другого критерия приводит к нелинейной оптимизационной задаче, но позволяет реализовать эффективный алгоритм её решения. Отметим, что лучшие показатели повышения спектральной эффективности в настоящее время демонстрируют сигналы с частичным откликом, т.е. с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ).

Из-за того, что разные исследователи учитывают разные характеристики спектра, оказывается затруднительным или, даже, невозможным выполнить объективное сравнение полученных ими результатов. В данной работе предлагается новый подход к постановке задачи поиска спектрально-эффективных сигналов. Исходно выбирается та или иная существующая система передачи информации или существующая частотная маска для проектируемой системы. Далее ставится задача поиска таких сигналов, которые при фиксированном отношении сигнал/шум обеспечат максимальную скорость передачи информации, конечно, при соблюдении заданной спектральной маски. Очевидно, что, хотя такой подход не обеспечивает универсальность результатов, тем не менее, при разработке конкретной системы передачи информации он, по видимому, является лучшим.

Заметим, что фактически при учёте спектральной маски задачей становится разработка формирующего фильтра, хотя обычно эта задача остаётся за скобками решения оптимизационной задачи. Например, в [3] выполняется поиск оптимального дискретного импульса, а то, как именно он будет реализован, остаётся вопросом для разработчиков аппаратуры. В [3] лишь

указывается, что при соблюдении некоторых условий возможно использовать интерполирующий фильтр с импульсной характеристикой из семейства RRC-импульсов. Однако такие импульсы являются не финитными, следовательно, на практике необходимо их усекавать и взвешивать какой-либо оконной функцией. При этом, конечно, будут изменяться характеристики спектра сигналов и характеристики помехоустойчивости приёма.

На практике в качестве формирующего фильтра стремятся использовать фильтры с конечной импульсной характеристикой. Следовательно, при постановке и решении оптимизационной задачи, учитывающей спектральную маску, было бы удобно ограничиться классом финитных импульсов. В работах [2, 4, 5] были предложены многокомпонентные (МК) сигналы – новый вариант сигналов с частичным откликом, отличительной особенностью которых является использование финитных импульсов; для МК сигналов были предложены методы постановки и решения оптимизационных задач, как по критериям, учитывающим характеристики спектра, так и по критериям, связанным с ограничениями на помехоустойчивость приёма. Учитывая изложенное, очевидно, что применение МК сигналов является перспективным при разработке новых сигналов для конкретных систем передачи информации.

Как известно [13, 14], для приближения к границе Шеннона обычно используют помехоустойчивое кодирование. Однако при использовании сигналов с управляемой МСИ, эффективность помехоустойчивого кодирования может заметно ухудшиться, что сделает бессмысленным применение сигналов с МСИ. Относительно передачи одночастотных сигналов через канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), стандарт спутникового телевизионного вещания DVB-S2 [10] на сегодняшний день является, пожалуй, наиболее и широко распространённым, и обеспечивающим наибольшую близость к границе Шеннона. Таким образом, актуальным является вопрос эффективности применения сигналов с МСИ в стандарте DVB-S2.

Учитывая всё изложенное выше, в данной работе предлагается рассмотреть возможность повышения спектральной эффективности стандарта DVB-S2 путём применения МК сигналов с оптимальными импульсами, полученными при ограничении на спектральную маску.

Объектом исследования в работе являются спектрально-эффективные сигналы с управляемой межсимвольной интерференцией и финитными оптимальными импульсами, полученными при учёте спектральной маски.

Предметом исследования являются спектральная и энергетическая эффективности спектрально-эффективных многокомпонентных сигналов с финитными оптимальными импульсами при наличии помехоустойчивого кодирования.

Целью работы является повышение спектральной эффективности системы спутникового телевизионного вещания DVB-S2 путём применения сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, оптимизированных с учётом спектральной маски.

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

1. Постановка и решение оптимизационной задачи синтеза финитных импульсов, обеспечивающих минимальные энергетические потери в области высоких значений вероятности ошибки при заданной форме частотной маски.

2. Разработка вычислительно-эффективных алгоритмов для приема одночастотных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией в условиях низких отношений сигнал/шум.

3. Разработка структурной схемы модема для повышения спектральной эффективности системы DVB-S2 путём использования оптимальных финитных импульсов.

4. Разработка имитационной модели для оценки спектральной эффективности системы DVB-S2 при использовании оптимальных финитных импульсов.

5. Проверка полученных результатов путём проведения практического эксперимента по формированию и приёму спектрально-эффективных сигналов с применением универсального программируемого приёмопередатчика NI USRP.

Методы исследования

В ходе исследований использовались методы теории вероятностей, математической статистики, теории случайных процессов, статистической теории радиотехнических систем, вариационного исчисления, методов вычислительной математики и программирования. Имитационное моделирование проводилось в среде MATLAB с использованием вычислительного оборудования суперкомпьютерного центра «Политехнический» (<http://www.scc.spbstu.ru>). Практическая реализация выполнена на универсальном программируемом приемопередатчике NI USRP-2930 от компании National Instruments [12].

Публикации

По тем диссертации опубликованы 3 статьи в журналах, входящих в список ВАК, 3 статьи в зарубежных трудах, индексируемых базами Scopus и Web of Science, а также ещё 1 публикация, не входящая в первые две группы.

Личный вклад автора

Все представленные результаты получены автором лично или в соавторстве при его непосредственном участии.

Научная новизна результатов диссертационной работы

- Впервые предложена методика синтеза оптимальных спектрально-эффективных сигналов с ограничением в виде частотной маски при условии использования финитных импульсов.
- Впервые показано, что для минимизации энергетических потерь сигнально-кодовой конструкции, построенной на основе сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, при синтезе оптимального импульса вместо критерия минимизации свободного евклидова расстояния эффективнее использовать критерий минимизации значений автокорреляционной функции импульса.
- Впервые показано, что при обработке сигнально-кодовой конструкции, построенной на основе сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, подоптимальная демодуляция по усечённой решётке приводит к значительным энергетическим потерям, поэтому необходимо выполнять демодуляцию по полной решётке.
- Продемонстрирована возможность повышения спектральной-эффективности без энергетических потерь для стандарта DVB-S2 путём применения оптимальных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, полученных с учётом ограничения в виде частотной маски. При этом повышение спектральной эффективности тем больше, чем больше кодовая скорость.

Положения, выносимые на защиту

- Для сигнального созвездия ФМ4 переход от традиционных RRC-импульсов к предлагаемым финитным оптимальным импульсам длиной $L = 8$ тактовых интервалов, построенным при ограничении частотной маской DVB-S2 с параметром коэффициента скругления $\beta = 0,35$, обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности 43% без энергетических потерь при вероятности ошибки $P < 10^{-4}$. При допущении энергетических потерь в 4 дБ выигрыш в спектральной эффективности составляет 150%.
- Для сигнального созвездия ФМ4 переход от традиционных RRC-импульсов к предлагаемым финитным оптимальным импульсам длиной $L = 8$ тактовых интервалов обеспечивает для DVB-S2 с параметром коэффициента скругления $\beta = 0,35$ выигрыш в спектральной эффективности до 11% при фиксированной кодовой скорости и до 33% при разных кодовых скоростях. Во всех случаях энергетические потери оказываются менее 0,1 дБ.
- Для кодовой скорости 1/4 увеличение числа итераций декодирования LDPC кода от 50 до 150 приводит к снижению удельных энергетических затрат на 0,44 дБ как для сигналов с традиционными RRC-импульсами, так и для сигналов с оптимальными финитными импульсами.
- Предложена подоптимальная вычислительно-эффективная версия алгоритма демодуляции сигналов с частичным откликом, построенных на основании сигнальных созвездий, не

разделяемых на независимые квадратурные составляющие, например, созвездий ФМ. Для случая сигнального созвездия ФМ8 и длины импульса $L = 6$ тактовых интервалов применение предлагаемого алгоритма обеспечивает снижение вычислительной сложности в 5 раз.

Теоретическая значимость

Впервые предложены постановка и решение задачи синтеза финитных импульсов, оптимальных по критерию максимизации свободного евклидова расстояния и минимизации максимального значения парциальной корреляции при ограничении в форме спектральной маски с заданным коэффициентом уплотнения.

Практическая значимость

Разработана методика формирования и обработки сигнально-кодовых конструкций DVB-S2, у которых вместо RRC-импульсов используются оптимальные финитные импульсы, что обеспечивает повышение спектральной эффективности системы DVB-S2. При реализации модема DVB-S2 с предлагаемыми оптимальными импульсами на платформе NI USRP энергетические потери по отношению к компьютерному моделированию составили менее 0,05 дБ.

Апробация результатов

Материалы диссертационного исследования были представлены на конференциях:

1. Цифровая обработка сигналов и её применение, DSPA (г. Москва) в 2019 г.
2. Международная конференция по проводным и беспроводным сетям и системам нового поколения «NEW2AN» (г. Санкт-Петербург) в 2019 г.
3. Международная молодежная конференция по электронике, телекоммуникации и информационной технологии (YETI-2019) (г. Санкт-Петербург) в 2019 г.
4. Международная конференция по электротехнике и фотонике (EEhPolytech-2019) (г. Санкт-Петербург) в 2019 г.

Структура и объем диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и одного приложения. Общий объем диссертационной работы составляет 116 страниц, в том числе 90 страниц основного текста, 40 рисунков, 6 таблиц, списка литературы из 42 источников.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **Введении** кратко обоснованы актуальность и новизна темы исследования, сформулированы цель и основные задачи исследования, описана структура диссертационной работы. В заключительной части **Введения** приведены сведения о научной новизне, практической и теоретической значимости полученных результатов, а также сформулированы положения, выносимые на защиту.

В **Первой главе** приведён аналитический обзор работ, посвящённых подходам к повышению спектральной эффективности телекоммуникационных систем при использовании одностотных сигналов путём введения управляемой межсимвольной интерференции: использование сигналов «Быстрее, чем Найквист» (FTN, Faster Than Nyquist) и сигналов с частичным откликом (PR, Partial Response) [3, 6]. Принципиально два типа сигналов идентичны, т.е. можно представить сигналы FTN, как сигналы PR, и наоборот – сигналы PR, как сигналы FTN [7]. Однако обычно их различают, чтобы понимать какие используются способ описания сигналов и логика постановки оптимизационной задачи. Указано, что в [2] предложены многокомпонентные (МК) сигналы – вариант сигналов PR с финитными импульсами.

В результате обзора литературы обоснована актуальность выбранной темы, сформулированы цель и основные задачи исследования.

Во **Второй главе** описана методика синтеза оптимальных импульсов для одностотных спектрально-эффективных многокомпонентных сигналов.

Предложено выполнять решение **Задачи 1** на базе МК сигналов [2]. Идея построения МК сигналов заключается в том, чтобы представить сигнал в виде суммы компонент, отличительной особенностью которых является отсутствие пересечения соседних импульсов во времени,

т.е. отсутствие межсимвольной интерференции (МСИ). В общем случае компоненты могут передаваться на разных частотах, с использованием разных сигнальных созвездий и даже разных импульсов. В данной работе, рассмотрены одночастотные МК сигналы, в которых все компоненты передаются на одной частоте и импульсы соседних компонент следуют равномерно друг относительно друга. Можно показать [4], что форма энергетического спектра $G(f)$ МК сигналов определяется только формой импульса $a(t)$. В [4] в качестве одной из возможных мер уровня МСИ было предложено значение максимального коэффициента парциальной корреляции (PC – Partial Correlation):

$$MaxPC = \max_{1 \leq k \leq L} \{ |PC_k| \} = \max_{1 \leq k \leq L} \left\{ \left| (1/E_a) \int a(t)a(t-kT/L)dt \right| \right\}, \quad (1)$$

где E_a – энергия импульса $a(t)$, T – длительность тактового интервала, L – глубина МСИ. Другой часто используемой мерой уровня МСИ является свободное евклидово расстояние – d_{free} [3]. Квадрат свободного евклидова расстояния вычисляется как минимум квадрата евклидова расстояния между всеми возможными различными сигналами [9]:

$$d_{free}^2 = \min_n \{ d_n^2 \} = \min_n \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} (e_n(t))^2 dt \right\}, \quad (2a)$$

$$e_n(t) = y^{(i)}(t) - y^{(j)}(t) = \sum_{k=0}^{L-1} (C^{(i)}[k] - C^{(j)}[k])a(t-kT), \quad (2б)$$

где $e_n(t)$ является сигналом ошибки, т.е. разницей между сигналами $y^{(i)}(t)$ и $y^{(j)}(t)$, соответствующими последовательностям символов $(C^{(i)}[0], C^{(i)}[1], \dots, C^{(i)}[L-1])$ и $(C^{(j)}[0], C^{(j)}[1], \dots, C^{(j)}[L-1])$. В общем случае квадраты евклидовых расстояний должны учитываться по всем последовательностям данных, но в соответствии с [3] обычно рассматривают сигналы, построенные на последовательностях модуляционных символов длиной L .

В [1-5] представлены разные импульсы сигналов PR, полученные путём решения оптимизационной задачи с разными критериями и дополнительными ограничениями. Однако, во всех случаях не рассматривалась конкретная система передачи информации и не учитывалось наличие помехоустойчивого кодирования. В данной работе предлагается использовать смесь этих идей с новым ограничением оптимизационной задачи. В качестве критерия оптимальности предлагается рассмотреть два варианта: минимизация максимального коэффициента парциальной корреляции и максимизация свободного евклидова расстояния. В обоих случаях вместо ограничения точечных характеристик спектра предлагается использовать ограничение в форме спектральной маски, определённой стандартом DVB-S2. Дополнительно предлагается использовать идею, предложенную в [8], для достижения потенциальной емкости используемой маски. Согласно [8] уменьшение разности между нормированным спектром сигнала $G(f)$ и спектральной маской $Mask(f)$ позволяет увеличивать спектральную эффективность. В данной работе, ограничение разности спектра сигнала и спектральной маски будем называть “ограничение ёмкости”.

Для решения оптимизационной задачи предлагается вместо поиска самого оптимального импульса $a(t)$ выполнять поиск коэффициентов его разложения в усечённый ряд Фурье:

$$a(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} \left(c_k \cos\left(\frac{2\pi}{T}kt\right) + s_k \sin\left(\frac{2\pi}{T}kt\right) \right), \quad (3)$$

где $(2K-1)$ – количество коэффициентов такого разложения. Таким образом, все характеристики МК сигналов, включая спектр сигнала $G(f)$, значения $MaxPC$ и d_{free} , можно выразить через коэффициенты разложения c_k и s_k .

Для повышения спектральной эффективности предлагается уменьшать длительность тактового интервала, т.е. переходить от значения T к значению τT , где $0 < \tau < 1$, и при этом пытаться уместить спектр сигнала в исходную спектральную маску. С точки зрения постановки и решения оптимизационной задачи удобно значение тактового интервала оставить равным T , поэтому в качестве ограничений спектра необходимо использовать не исходную маску,

а маску, сжатую в $1/\tau$ раз. По-видимому, невозможно установить ограничение значений спектра сигнала для непрерывного диапазона частот, поэтому предлагается выбирать достаточно большое число N_f точек, расположенных равномерно на учитываемом частотном интервале, в которых выполняется проверка выполнения ограничения спектральной маски:

$$G(f_i T) \leq \text{Mask}(\tau f_i T), \quad i = 0, 1, \dots, N_f - 1, \quad (4)$$

где $\text{Mask}(f)$ – непрерывная функция спектральной маски, описанная в стандарте DVB-S2, а τ – коэффициент сжатия маски.

В итоге, задача синтеза оптимального импульса становится нелинейной оптимизационной задачей поиска минимума (максимума) функции нескольких переменных при наличии нелинейных ограничений равенств и неравенств. Такая задача решается в пакете MATLAB с применением функции *fminimax()*.

Для выбора критерия оптимальности, обеспечивающего лучшие характеристики сигнално-кодовой конструкции в ходе работы выполнено сравнение кривых помехоустойчивости приёма МК сигналов с оптимальными импульсами, полученными по разным критериям оптимальности. Рассмотрены следующие значения параметров оптимизационных задач: длительность импульса $L = 8$ тактовых интервалов, сигнальное созвездие ФМ4, спектральная маска соответствует значению коэффициента скругления $\beta = 0,35$, значение коэффициента сжатия спектральной маски $\tau = 0,9$ (что соответствует выигрышу 11% по спектральной эффективности). Всего было получено четыре разных импульса. Импульс №1 и импульс №2 являются решениями задачи максимизации свободного евклидова расстояния при наличии ограничения емкости и при отсутствии ограничения емкости соответственно. Для этих импульсов $d_{\text{free}}^2 = 2$, что потенциально (в случае малых значений вероятности битовой ошибки, BER – Bit Error Rate) соответствует приёму сигналов без энергетических потерь. Импульс №3 и импульс №4 являются решением задач максимизации модуля коэффициентов парциальной корреляции при наличии ограничения емкости и при отсутствии ограничения емкости соответственно. На рисунке 1 для иллюстрации приведён спектр импульса №4, исходная и сжатая спектральные маски.

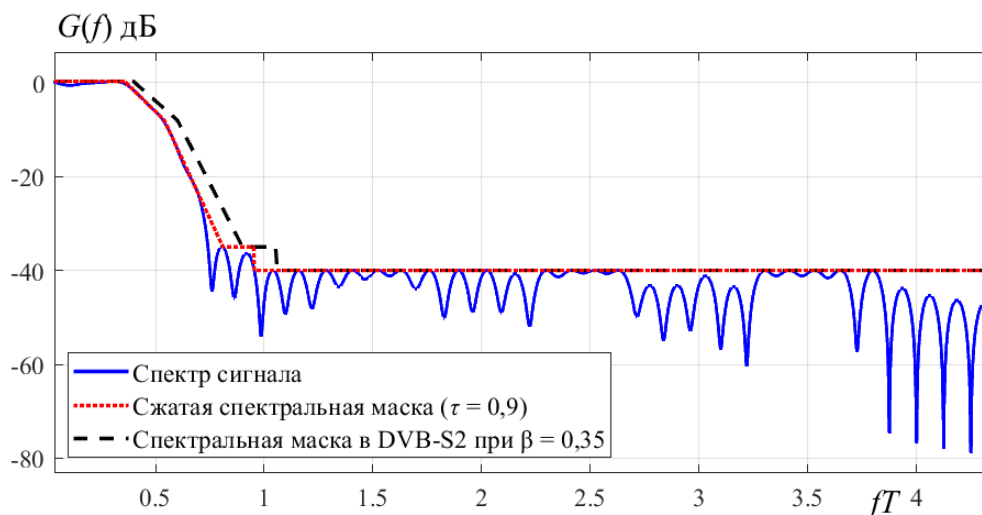


Рис. 1

Результаты оценки помехоустойчивости получены путём имитационного моделирования методом Монте-Карло в MATLAB со следующими параметрами: сигналы передаются кадрами по 64800 бит без помехоустойчивого кодирования, канал АБГШ, для приёма используется демодулятор на основе алгоритма ВСJR. Как следует из анализа рисунка 2а, на первый взгляд импульсы имеют примерно одинаковую помехоустойчивость, и все кривые близки к теоретической кривой для приёма сигналов с ФМ4. Однако из рисунка 2б видно, что в области низких значений E_b/N_0 импульс №4 является наилучшим, так как на уровне вероятности битовой ошибки $\text{BER} = 0,05$ его энергетические потери составляют лишь около 0,07 дБ, в то время

как, например, для импульса №2 они достигают 0,52 дБ. В стандарте DVB-S2 благодаря внешнему кодированию кодом BCH и внутреннему кодированию кодом с малой плотностью проверок на чётность (LDPC) демодулятор может работать в области очень низких отношений сигнал/шум – от –6 до 4 дБ. Таким образом, применение импульса №4 обеспечит лучшие результаты. Это значит, что для минимизации энергетических потерь сигнально-кодовой конструкции, построенной на основе сигналов с управляемой МСИ, при синтезе оптимального импульса вместо критерия минимизации свободного евклидова расстояния эффективнее использовать критерий минимизации значений автокорреляционной функции импульса.

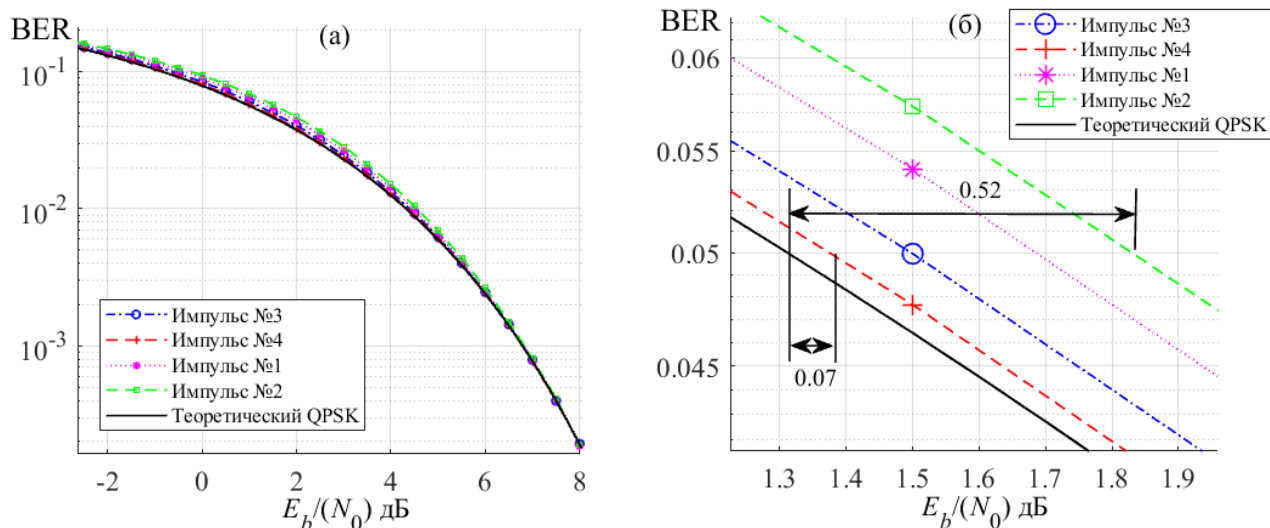


Рис. 2

Для исследования возможности повышения спектральной эффективности системы, использующей сигналы с частичным откликом, рассмотрим кривые помехоустойчивости для предлагаемых оптимальных импульсов с разными значениями коэффициента сжатия маски (τ выбирается от 0,4 до 1). Из результатов моделирования, представленных на рисунке 3, следует, что в случае отсутствия помехоустойчивого кодирования для вероятности битовой ошибки $BER \leq 10^{-4}$ возможно увеличить скорость передачи информации на 43% ($\tau = 0,7$) без дополнительных энергетических потерь. При допущении энергетических потерь в 4 дБ выигрыш в спектральной эффективности составляет до 150% (при $\tau = 0,4$).

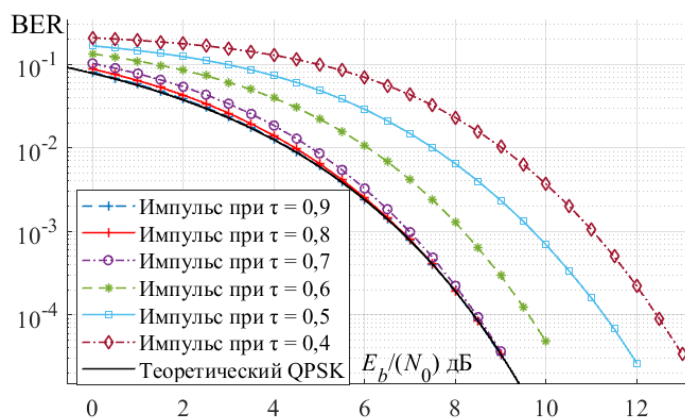


Рис. 3

В стандарте DVB-S2 и его расширенной версии DVB-S2X используются разные спектральные маски, соответствующие RRC-фильтрам с различными коэффициентами скругления β : 0,35, 0,25, 0,2, 0,15, 0,1, 0,05. С точки зрения оптимизационной задачи синтеза импульсов, чем меньше значение коэффициента скругления β , тем меньше возможностей для улучшения результатов путём применения оптимальных импульсов. Так, например, путём имитационного моделирования в работе показано, что для значения коэффициента сжатия маски $\tau = 0,9$ на уровне $BER = 0,05$ энергетические потери при использовании импульса, полученного для $\beta = 0,05$, составляют около 0,8 дБ по сравнению с теоретической кривой для ФМ4, в то время как для $\beta = 0,35$ потери практически равны 0 дБ. Таким образом, выбор конкретной спектральной маски, т.е. значения коэффициента скругления, сильно влияет на результат оптимизации:

чем меньше значение коэффициента скругления, тем меньше удаётся достигнуть выигрыша в спектральной эффективности без энергетических потерь.

Для решения **Задачи 2** были рассмотрены алгоритмы Витерби, BCJR и их подоптимальные версии. Алгоритм Витерби для оценки по максимуму правдоподобия (MLSE, Maximum Likelihood Sequence Estimation) и алгоритм BCJR для оценки по максимуму апостериорной вероятности (MAP, Maximum A posteriori Probability), очень привлекательны и могут эффективно справляться с МСИ. Алгоритм Витерби использует решетчатую структуру для поиска наиболее вероятной переданной последовательности. Алгоритм BCJR максимизирует вероятности передачи отдельных символов в последовательности. В данной работе, показано, что качество приема демодуляторов на основе алгоритмов Витерби и BCJR примерно одинаковое не зависимо от уровня МСИ. Выбор был сделан в пользу алгоритма BCJR из-за его способности вычисления мягких решений, что способствует повышению качества работы декодера помехоустойчивого кода.

Обычно вычислительная сложность алгоритма BCJR оказывается высокой. Для уменьшения вычислительной сложности существуют подоптимальные модификации алгоритма BCJR. В работе [11] рассматривается возможность применения подоптимальной версии алгоритма BCJR, вычислительная сложность которого снижается путём сохранения метрик вероятностей только для M состояний на каждом тактовом интервале и применения следующей формулы аппроксимации:

$$\log\left(\sum_i \exp(x_i)\right) \approx \max(x_i), \quad (5)$$

чтобы избежать операций вычисления логарифма и экспоненты. Однако неизвестно, как подоптимальные версии демодулятора работают в условиях низких значений отношения сигнал/шум, что актуально для современных помехоустойчивых кодов. Предлагается рассмотреть три типа алгоритмов демодуляции:

- Традиционный BCJR демодулятор (True Full BCJR), который работает со всеми состояниями решетки (т.е. выполняется демодуляция по полной решётке). Этот алгоритм требует наибольших вычислительных затрат.
- MAX-LOG Full BCJR демодулятор, в котором применяется формула (5). Этот демодулятор также работает со всеми состояниями решётки, но метрики вероятностей сохраняются в логарифмическом масштабе.
- MAX-LOG-M-BCJR демодулятор, который при вычислении метрик сохраняет только M состояний на каждом такте (работает по усечённой решётке) и использует формулу (5).

На рисунке 4а представлены результаты моделирования для трех алгоритмов демодуляции без помехоустойчивого кодирования при использовании оптимального импульса со значением коэффициента сжатия маски $\tau = 0,9$. Из анализа рисунка 4а следует, что кривые для

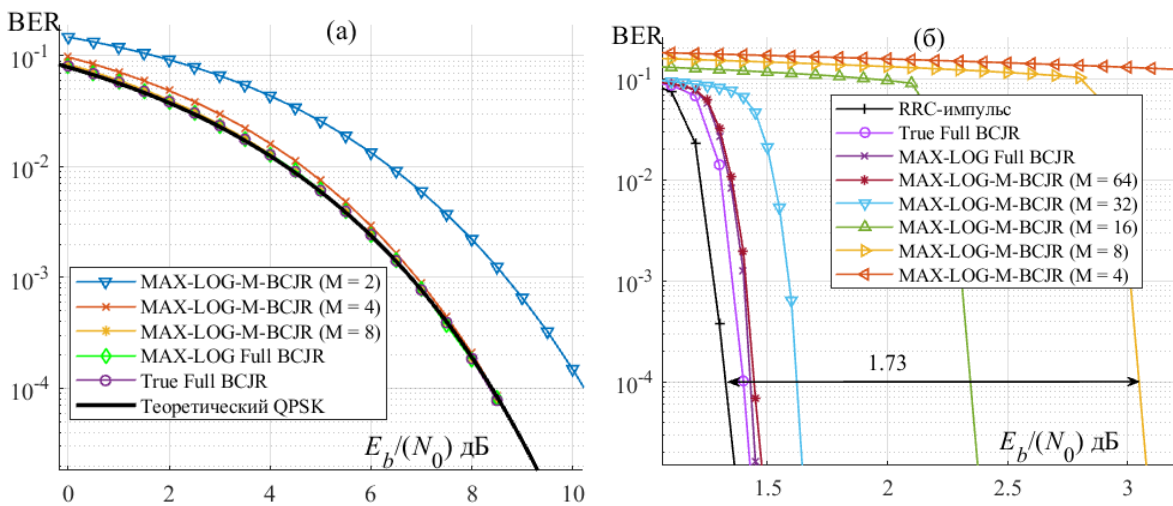


Рис. 4

MAX-LOG-M-BCJR демодулятора при $M > 2$ совпадают с теоретической кривой для ФМ4 на уровне $BER = 10^{-4}$. Это означает, что сложность алгоритма BCJR может быть значительно уменьшена (в $128 / 4 = 32$ раза) без дополнительных энергетических потерь. Однако, рассмотрим работоспособность указанных алгоритмов при наличии помехоустойчивого кодирования LDPC с кодовой скоростью 3/5.

Из рисунка 4б следует, что на уровне $BER = 10^{-4}$ разницей 0,02 дБ в энергетических потерях между MAX-LOG Full BCJR и True Full BCJR демодуляторов можно пренебречь. Это означает, что формула аппроксимации (5) может быть применена при использовании кодирования LDPC. С другой стороны алгоритм MAX-LOG-M-BCJR проигрывает во всех случаях, кроме $M = 64$, что в данном случае соответствует MAX-LOG Full BCJR. Для $M = 8$ проигрыш алгоритма MAX-LOG-M-BCJR по отношению к сигналам без МСИ составляет 1,73 дБ и 0,98 дБ для кодовых скоростей 3/5 и 4/5 соответственно. В то же время, в отсутствие кодирования алгоритм MAX-LOG-M-BCJR для $M = 8$ показывал примерно такие же результаты, как и другие два алгоритма. Таким образом, традиционный демодулятор BCJR по полной решётке с применением формулы аппроксимации (5) показывает такие же результаты, как алгоритм без применения аппроксимации, но является более вычислительно эффективным, поэтому именно он и будет использован далее.

В Третьей главе рассматривается возможность использования финитных оптимальных импульсов вместо RRC-импульсов для повышения спектральной эффективности системы DVB-S2.

В начале главы рассмотрены особенности физического уровня DVB-S2. В стандарте DVB-S2 данные передаются в виде кадров BBFRAME, которые содержат 188-байтовые пакеты. В качестве помехоустойчивого кодирования используется мощная комбинация помехоустойчивых кодеров на основе кодов LDPC и BCH, позволяющая добиваться высоких характеристик приема даже при высоком уровне шума. На выходе блока кодеров формируется кадр FECFRAME, имеющий фиксированный размер. Система на основе кодирования LDPC может

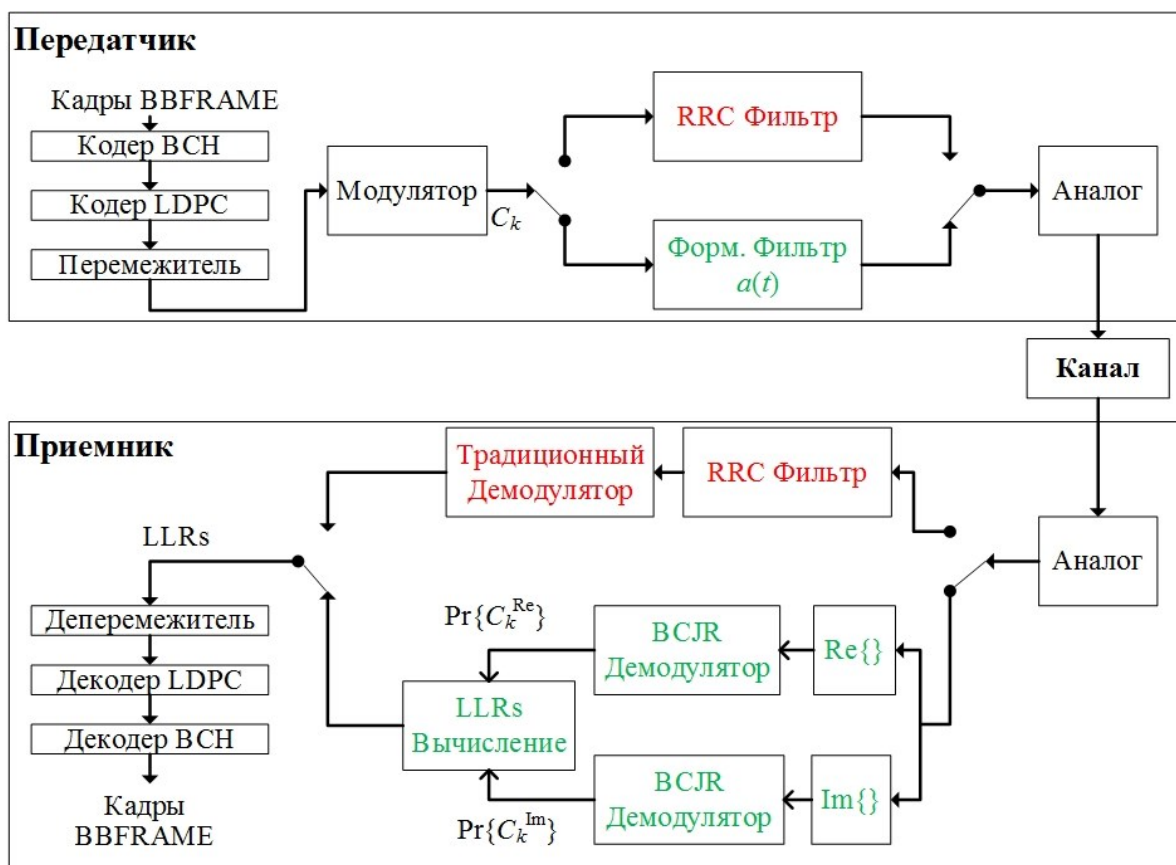


Рис. 5

работать в исключительно плохих условиях, когда уровень сигнала ниже уровня шума. В данной работе рассматривается кадр стандартной длины – 64 800 бит. Для того, чтобы рассеять битовые ошибки и, тем самым, уменьшить пакетные ошибки, выполняется перемежение битов кадра FECFRAME для типов модуляции ФМ8, 16APSK и 32APSK. В данной работе, рассматриваются сигнальные созвездия ФМ4 и ФМ8, которые обычно рекомендуется использовать для популярных вещательных приложений. В качестве формирующих фильтров в системе DVB-S2 используются RRC-фильтры (т.е. с импульсной характеристикой вида RRC-импульса) с различными коэффициентами скругления β ($\beta = 0,2, 0,25, 0,35$). В аналоговой части производится перенос квадратурных составляющих на несущую частоту. В приемнике цифровой низкочастотный сигнал проходит через RRC-фильтр, обеспечивающий выполнение условия приёма без межсимвольной интерференции. После чего, демодулятор вычисляет логарифмические отношения правдоподобия (LLRs), которые поступают на вход декодеров LDPC и BCH.

На рисунке 5 для решения **Задачи 3** представлена упрощенная структурная схема передатчика и приемника системы DVB-S2 при использовании спектрально-эффективных сигналов с оптимальными импульсами. Из рисунка 5 следует, что в блоке формирующего фильтра передатчика RRC-импульсы заменяются финитными оптимальными импульсами $a(t)$. В приемнике реальная и мнимая составляющие принятого сигнала обрабатываются независимо в двух демодуляторах BCJR, заменяющих согласованный фильтр и демодулятор, которые используются в традиционной схеме.

Два демодулятора BCJR выполняют оценку символов C^I и C^Q независимо друг от друга. Для каждой квадратуры оцениваются апостериорные вероятности передачи вещественных символов из соответствующего созвездия АИМ (амплитудной импульсной модуляции). Каждый демодулятор BCJR рассматривает множество из двух точек $[-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$ для ФМ4 и множество из 5 точек $[-1, -1/\sqrt{2}, 0, 1/\sqrt{2}, 1]$ для ФМ8. Апостериорные вероятности комплексных символов $\Pr\{C_k\}$ получаются путем перемножения полученных в каждой квадратуре вероятностей вещественных символов $\Pr\{C_k^{Re}\}$ и $\Pr\{C_k^{Im}\}$. Таким образом, в данной работе вместо оценки апостериорных вероятностей комплексных символов выполняется оценка вероятностей их составляющих в независимых квадратурных демодуляторах BCJR.

На рисунке 6 показаны соответствующие вещественные сигнальные созвездия для ФМ8. Такой подход позволяет снизить вычислительную сложность алгоритма демодуляции путём уменьшения количества состояний в рассматриваемой решетке демодулятора BCJR. Например, для случая использования ФМ8 и оптимального импульса с длительностью $L = 6$, данный подход требует двух решеток с количеством состояний $5^5 = 3125$, а алгоритм оценки по комплексным символам требует решётки с количеством состояний $8^5 = 32768$. Таким образом, при использовании подоптимальной вычислительно-эффективной версии алгоритма демодуляции сигналов с частичным откликом для случая сигнального созвездия ФМ8 и длины импульса $L = 6$ вычислительная сложность снижается в 5 раз.

Для решения **Задачи 4** в среде MATLAB была разработана имитационная модель для получения оценки помехоустойчивости приёма сигналов системы DVB-S2 при использовании RRC-импульсов и финитных оптимальных импульсов. Для оценки потенциальных характеристик рассматриваемых сигнально-кодовых конструкций предполагается, что RRC-импульсы и синхронизация между передатчиком и приемником идеальные. В качестве модели канала

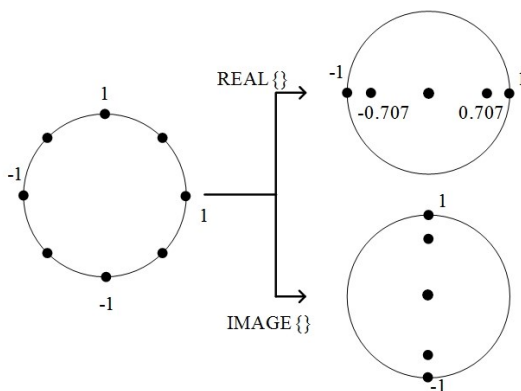


Рис. 6

используется канал с АБГШ. Для оценки эффективности предлагаемого подхода, результаты моделирования будут представлены в плоскости спектральной эффективности β_F и удельных энергетических затрат E_b/N_0 . Под значением E_b/N_0 мы понимаем отношение энергии E_b , приходящейся на передачу одного информационного бита, к односторонней спектральной плотности средней мощности аддитивного белого гауссовского шума N_0 , требуемое для получения значения пакетной ошибки $PER = 5 \times 10^{-4}$ (Packet Error Rate). Для набора достаточной статистики в каждой точке кривой помехоустойчивости вычисления проводились до получения минимум 1000 пакетных ошибок, что обеспечивает высокую точность получаемых результатов оценки вероятности битовых и пакетных ошибок. Спектральная эффективность β_F вычисляется таким образом:

$$\beta_F = (R_{Code} R_{Mod}) / W, \quad (6)$$

где R_{Code} является суммарной кодовой скоростью кодов LDPC и BCH; R_{Mod} равно 2 для ФМ4 и равно 3 для ФМ8; занимаемая полоса W вычисляется как $(1 + \beta)\tau/T$.

На рисунке 7 каждая точка соответствует одной кодовой скорости LDPC. Слева направо для ФМ4 используются кодовые скорости [1/4 1/3 2/5 1/2 3/5 2/3 3/4 4/5 5/6 8/9 9/10]; для ФМ8 используются кодовые скорости [3/5 2/3 3/4 5/6 8/9 9/10]. При использовании оптимального импульса №4 для каждой кодовой скорости спектральная эффективность увеличивается на 11%, энергетические потери по сравнению с RRC-импульсами составляют до 0,1 дБ для ФМ4 и до 0,25 дБ для ФМ8 при фиксированной кодовой скорости. Всё вместе это означает, что кривые для импульса №4 находятся выше и правее, чем кривые для RRC-импульса. Большой энергетический проигрыш для случая ФМ8, по-видимому, объясняется тем, что импульс, используемый для ФМ8, короче ($L = 4$), чем импульс, используемый для ФМ4 ($L = 8$), т.е. в случае ФМ8 уровень МСИ оказывается больше. При сравнении результатов, полученных для оптимального импульса №4 с результатами, полученными для RRC-импульсов, видно, что, например, при $\beta_F = 1$ оптимальные импульсы обеспечивают выигрыш в удельных энергетических затратах 0,36 дБ, при $\beta_F = 2$ выигрыш составляет 1,3 дБ.

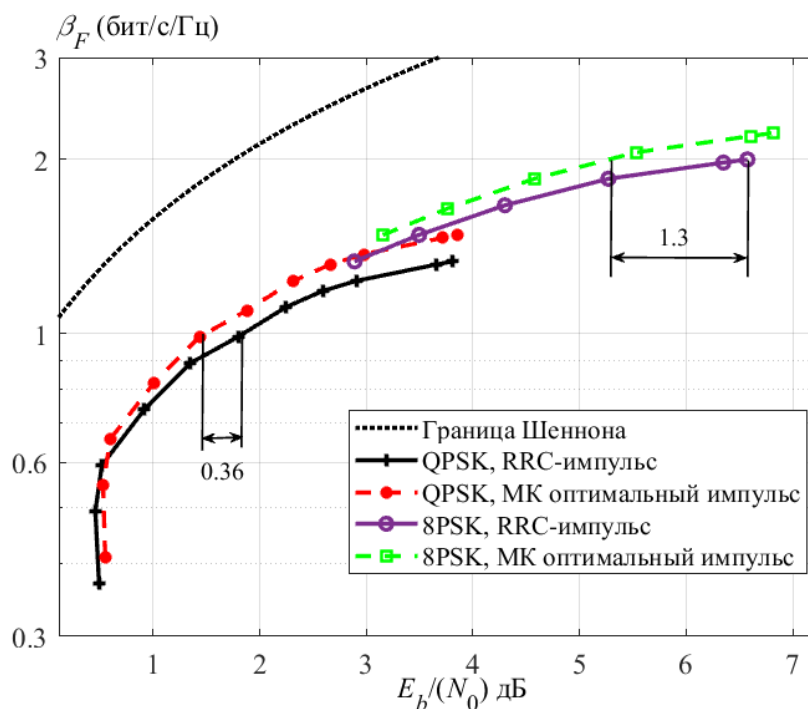


Рис. 7

Аналогичные результаты были получены при использовании оптимального импульса с $\tau = 0,8$. При одинаковой кодовой скорости, энергетические потери при использовании оптимального импульса становятся больше, так как коэффициенты автокорреляционной функции импульса увеличиваются при уменьшении коэффициента сжатия маски τ . Среднее значение

энергетических потерь примерно равно 0,3 дБ, а максимальное значение равно 0,4 дБ. Таким образом, возможно получить выигрыш 25% в спектральной эффективности за счет 0,4 дБ энергетических потерь.

С практической точки зрения рассмотрена возможность увеличения количества передаваемых телевизионных каналов. Показано, что при использовании спутниковых ретрансляторов с полосой 36 МГц при приеме в Европе на антенну диаметром 60 см благодаря переходу к оптимальному импульсу можно дополнительно передавать до 2 каналов стандартного качества без энергетических потерь или до 4 каналов за счет 0,4 дБ энергетических потерь.

На рисунке 8а приведены результаты при использовании различных оптимальных импульсов для разных значений коэффициента сжатия маски ($\tau = 0,9, 0,8$ и $0,7$). Легко видеть, что импульсы дают разные эффекты в зависимости от диапазона отношения сигнал/шум. Например, для значений $E_b/N_0 \leq 1,6$ дБ оптимальный импульс с $\tau = 0,9$ является наилучшим среди рассмотренных импульсов, так как его кривая находится выше остальных. Аналогично, в диапазоне $1,6 < E_b/N_0 \leq 3$ лучшими является оптимальный импульс с $\tau = 0,8$ и в диапазоне $E_b/N_0 > 3$ – оптимальный импульс с $\tau = 0,7$. Таким образом, можно сказать, что с увеличением отношения сигнал/шум уменьшение коэффициента сжатия маски τ приводит к улучшению результата. Это объясняется тем, что демодулятор на основе алгоритма BCJR работает лучше при увеличении отношения сигнал/шум. На рисунке 8б подобраны лучшие точки для случая использования оптимальных импульсов. Для достижения большей спектральной эффективности, также показаны результаты для ФМ8 с оптимальными импульсами. Видно, что кривая для предложенных оптимальных импульсов расположена выше кривой для RRC-импульса кроме первых двух точек. Это означает, что возможно получить выигрыш либо в спектральной эффективности, либо в энергетической эффективности, заменив RRC-импульсы оптимальными импульсами. При этом повышение спектральной эффективности тем больше, чем больше кодовая скорость при фиксированном сигнальном созвездии. Например, для ФМ4 значение спектральной эффективности может достигнуть 1,77 (бит/с/Гц) при использовании оптимальных импульсов вместо 1,33 (бит/с/Гц) при использовании RRC-импульсов без увеличения размера сигнального созвездия. Таким образом, можно получить выигрыш в спектральной эффективности до 33% без энергетических потерь при разных кодовых скоростях.

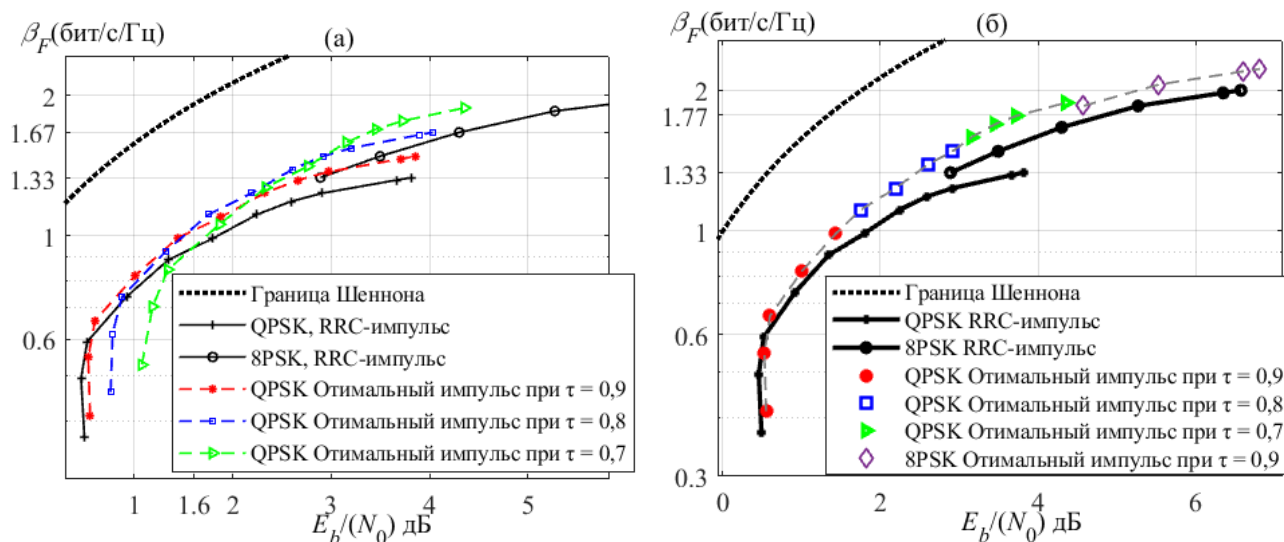


Рис. 8

Для получения дополнительного выигрыша в спектральной эффективности предлагается рассмотреть возможность выполнения большего количества итераций в декодере LDPC. Это приведёт к увеличению вычислительной сложности алгоритма декодирования. На рисунке 9 представлены результаты для оптимального импульса $\tau = 0,9$ при выполнении разного числа итераций (50, 100 и 150). Видно, что при увеличении количества итераций кривые для обоих типов импульсов смещаются в сторону границы Шеннона. При этом улучшение тем больше,

чем меньше кодовая скорость. Например, для скорости 1/4 энергетические затраты уменьшаются на 0,44 дБ при использовании 150 итераций вместо 50 итераций. Таким образом, для значений отношения сигнал/шум $E_b/N_0 < 1,5$ возможно увеличить спектральную эффективность системы DVB-S2 путём использования оптимальных импульсов с низким уровнем МСИ и увеличения количества итераций в декодере LDPC.

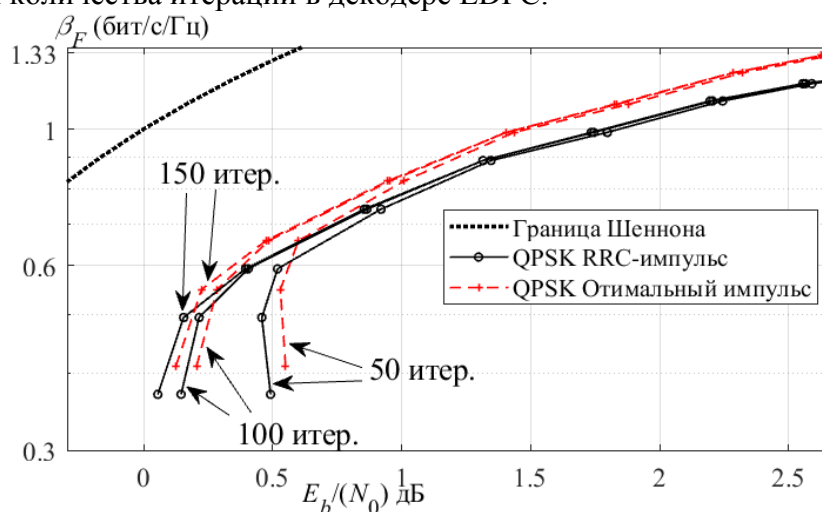


Рис. 9

В четвёртой главе для решения **Задачи 5** описана практическая реализация системы DVB-S2 в виде модема, работающего в реальном времени на основе универсального программируемого приемопередатчика NI USRP-2930 для передачи и приёма сигналов системы DVB-S2 при использовании RRC-импульсов и спектрально эффективных оптимальных импульсов. В этом модеме цифровая часть формирования и обработки сигналов выполняется в программе MATLAB на компьютере, а аналоговая часть выполняется в устройстве NI USRP-2930.

В данном модеме, для блоков цифровой обработки сигналов в MATLAB используются наборы параметров, предлагаемые в стандарте DVB-S2. Работа алгоритмов формирования и приёма сигналов аналогична имитационной модели, описанной в предыдущей главе. В качестве формирующего импульса используются усечённые RRC-импульсы для традиционной системы и оптимальные импульсы для повышения спектральной эффективности. RRC-импульс имеет следующие параметры: коэффициент скругления равен 0,35; длительность импульса равна 50 тактовых интервалов; используются 20 отсчётов на каждый тактовый интервал. Длительность оптимальных импульсов составляет 8 тактовых интервалов. Количество отсчётов на тактовом интервале равняется 20 при формировании сигналов в передатчике и 4 при приеме сигналов. Параметры для работы устройства USRP установлены таким образом: центральная частота несущего сигнала равна 1 ГГц; АБГШ добавляется в конце этапа цифрового формирования сигналов; в качестве канала используется кабель для соединения передатчика и приемника. Для синхронизации используется последовательность 128 модуляционных символов ФМ4 с хорошими корреляционными свойствами для выполнения временной синхронизации методом поиска пика корреляционной функции.

На рисунке 10 показаны кривые помехоустойчивости для ФМ4 с кодированием LDPC 3/5 при использовании имитационной модели и модема на основе USRP для оптимального импульса $\tau = 0,9$ и RRC-импульса. Из рисунка 10 следует, что энергетические потери при переходе от имитационной модели к модему на основе устройства USRP составляют менее 0,02 дБ, как для RRC-импульса, так и для оптимального импульса. Небольшие энергетические потери, по-видимому, обусловлены следующими основными причинами: погрешность оценки начальной позиции кадров (синхронизация по времени), неточность оценки коэффициента ослабления канала и сдвига по фазе, неравномерность амплитудно-частотной характеристики фильтров USRP. Кроме того, при практической реализации физического уровня системы DVB-S2 с применением устройства USRP, использование оптимального импульса, как и при имитационном моделировании в MATLAB, даёт выигрыш в спектральной эффективности на 11% при энергетических потерях не более 0,1 дБ по сравнению с RRC-импульсом.

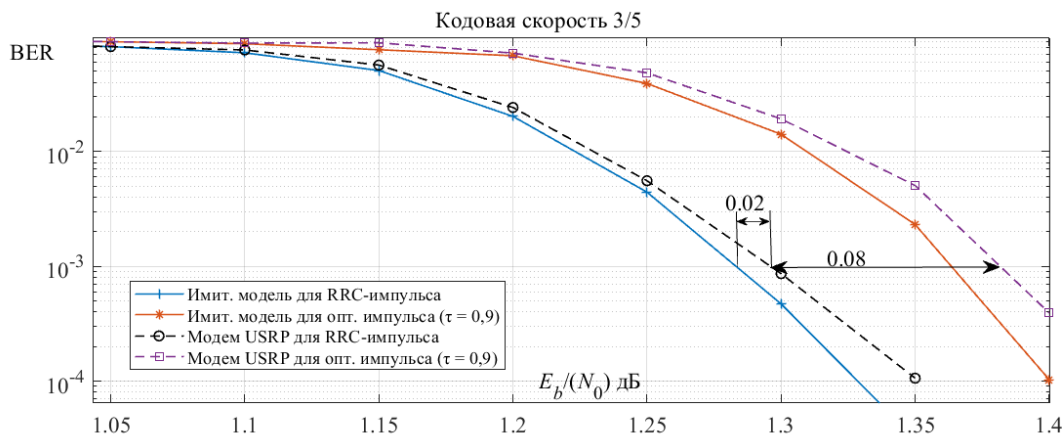


Рис 10

Для проверки формы спектров предлагаемых сигналов был использован цифровой анализатор спектра GSP-7830 производства компании GW Instek. На ВЧ вход устройства GSP-7830 подаются высокочастотные сигналы через кабель из выхода устройства USRP. Были использованы следующие значения основных параметров: несущая частота сигнала равна 1 ГГц, символичный интервал равен $T = 4 \times 10^{-6}$ секунд, длительность кадра 64800 бит, модуляция ФМ4. На рисунке 11 представлен полученный спектр для оптимального импульса при $\tau = 0,9$. Также на этом рисунке нарисована спектральная маска из стандарта DVB-S2 при заданном символическом интервале (4 мкс.) и значении коэффициента сжатия маски 0,9. Видно, что спектр сигнала находится в пределах заданной спектральной маски, касаясь её в нескольких точках.

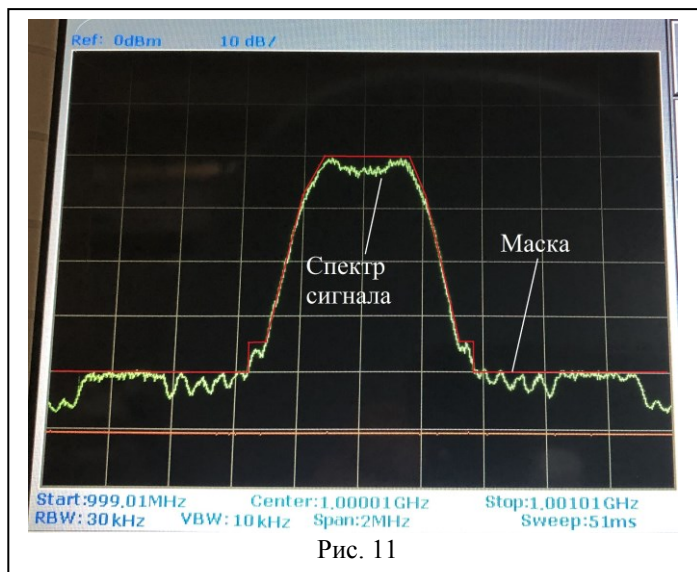


Рис. 11

В **Заключении** сформулированы основные результаты исследования, представляющие теоретический и практический интерес:

• Предложена методика синтеза формирующих импульсов для одночастотных спектрально-эффективных сигналов по критериям максимизации свободного евклидова расстояния и минимизации максимального коэффициента парциальной корреляции, когда используется ограничение спектра в виде спектральной маски.

• Результаты моделирования показали, что в условиях низких отношений сигнал/шум лучшие показатели повышения спектральной эффективности в отсутствии помехоустойчивого кодирования удаётся достигнуть при минимизации максимального коэффициента парциальной корреляции. Так, например, для сигнального созвездия ФМ4 и спектральной маски, определённой для коэффициента скругления $\beta = 0,35$, удаётся увеличить скорость передачи информации на 43% без дополнительных энергетических потерь по отношению к сигналам с ортогональными импульсами или на 150% за счет дополнительных энергетических потерь в 4 дБ.

• Показано, что выбор конкретной спектральной маски, т.е. значения коэффициента скругления, сильно влияет на результат оптимизации: чем меньше значение коэффициента скругления, тем меньше удаётся достигнуть выигрыш в спектральной эффективности.

• Показано, что при отсутствии помехоустойчивого кодирования можно значительно снизить вычислительную сложность алгоритма демодуляции путём прохода по усечённой решётке без энергетических потерь. Так, например, для сигнального созвездия ФМ4 и длины

импульса $L = 8$ тактовых интервалов вычислительная сложность может быть уменьшена в 32 раза.

- Показано, что при наличии высокоэффективного помехоустойчивого кодирования LDPC лучшие результаты показывает традиционный демодулятор по полной решётке с применением формулы логарифмической аппроксимации. Применение алгоритмов с проходом по усечённой решётке приводит к значительным энергетическим потерям.

- Для демодуляции сигналов с управляемой интерференцией и сигнальными созвездиями, не разделяемыми на квадратурные составляющие предложена подоптимальная вычислительно-эффективная версия алгоритма демодуляции BCJR. Идея заключается в том, чтобы выполнять независимую обработку в квадратурах для модифицированных созвездий меньшей размерности, а затем объединять эти результаты.

- Предложена структурная схема модема системы DVB-S2 с применением финитных оптимальных импульсов вместо традиционных RRC-импульсов.

- Разработана имитационная модель для оценки спектральной эффективности системы DVB-S2 при использовании финитных оптимальных импульсов. Показано, что для сигнального созвездия ФМ4 переход от традиционных RRC-импульсов к предлагаемым финитным оптимальным импульсам длиной $L = 8$ тактовых интервалов обеспечивает для DVB-S2 с параметром коэффициента скругления $\beta = 0,35$ выигрыш в спектральной эффективности до 11% при фиксированной кодовой скорости и до 33% при разных кодовых скоростях. Во всех случаях энергетические потери оказываются менее 0,1 дБ. Кроме того, при использовании оптимальных импульсов в системе DVB-S2 можно снизить удельные энергетические затраты на величину до 1,3 дБ при сохранении спектральной эффективности.

- Показано, что при переходе в системе DVB-S2 к использованию предлагаемых оптимальных импульсов возможно увеличить число передаваемых телевизионных каналов. Так, например, для сигнального созвездия ФМ4 можно передавать до 4 дополнительных ТВ каналов стандартного качества при дополнительных энергетических потерях до 0,4 дБ, либо передавать до 2 дополнительных ТВ каналов без дополнительных энергетических потерь.

- Показано, что выигрыш от применения предлагаемых спектрально-эффективных сигналов в DVB-S2 тем больше, чем больше кодовая скорость.

- Показано, что в диапазоне низких отношений сигнал/шум выигрыш в спектральной эффективности при использовании оптимальных импульсов может быть увеличен путём увеличения количества итераций в декодере LDPC.

- На основе устройства NI USRP-2930 выполнена практическая реализация модема DVB-S2 как для традиционной схемы с RRC-импульсами, так и для спектрально-эффективной схемы с оптимальными импульсами. Показано, что при переходе от RRC-импульсов к оптимальным импульсам выигрыши в спектральной эффективности остаются такими же, как и для имитационной модели. Отличие от результатов компьютерного моделирования составляет менее 0,05 дБ, что, по-видимому, объясняется погрешностью в оценке временной синхронизации и влиянием иных характеристик реального устройства.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в журналах, входящих в перечень ВАК

1. Гельгор, А.Л. Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / Гельгор А.Л., Нгуен Т.Х.Ф. // Радиотехника. 2018. №12, С. 45-53.
2. Ван Фе Нгуен. Повышение эффективности SEFDM путём замены спектральных sinc-импульсов на RRC-импульсы / Гельгор А.Л., Нгуен Тан Хоанг Фьюк // Радиотехника. – 2018. – №12, – С. 94-101.
3. Нгуен Тан Хоанг Фьюк. Повышение спектральной эффективности DVB-S2 путём применения сигналов с управляемой интерференцией и финитными импульсами / Гельгор, А.Л. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. Т. 12, № 3, – С. 37-47.

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

4. Nguyen Tan Hoang P. Optimization of shaping pulse by spectral mask to enhance DVB-S2 / A. Gelgor // *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (New2An)*. – 2019. Springer International publishing. – pp. 649-660.
5. Nguyen Tan Hoang Phuoc. On the using M-BCJR demodulation for partial response signaling followed by decoding of LDPC codes // *International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information technologies (YETI-2019)*. – 2019. Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing. Accepted.
6. Nguyen Tan Hoang Phuoc. Means to Enhance the Bandwidth Gain from Applying Multicomponent Signals in DVB-S2 / A. Gelgor // *Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech-2019), 2019 IEEE International Conference on*. pp. 1-4.

Остальные публикации по теме диссертации

7. Нгуен Тан Хоанг Фьюк. Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / Гельгор А.Л. // 21-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019», Т1, с. 37-42, Москва, 2019 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. S. Zavjalov, S. Volvenko, S. Makarov, "A Method for Increasing the Spectral and Energy Efficiency SEFDM Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, issue 12, pp. 2382-5, 2016.
2. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Оптимизация формы огибающей многокомпонентных сигналов при наличии ограничений на пик-фактор и коэффициент корреляции // *Научно-технические ведомости СПбГПУ*. 2010. № 5. С. 25–29.
3. Said and J.B. Anderson, "Bandwidth-efficient coded modulation with optimized linear partial-response signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 701–713, 1998.
4. 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.
5. Гельгор А.Л., Использование оптимальных финитных импульсов как способ наилучшего введения управляемой межсимвольной интерференции / Гельгор А.Л., Горлов А.И., Нгуен Ван Фе // *Радиотехника*. – 2016. – № 12. – С. 112-120.
6. J.E. Mazo. Faster-than-Nyquist signaling, *Bell System Technical Journal*, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, 1975.
7. J.B. Anderson, F. Rusek, V. Owall, "Faster than Nyquist signaling", *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 8, pp. 1817-1830, 2013.
8. Shan Wen, Guanghui Liu. Optimal Precoding Based Spectrum Compression for Faster-Than-Nyquist Signaling, 2018 *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, pp. 1-5, 2018.
9. Гельгор А.Л., Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / Гельгор А.Л., Нгуен Т.Х.Ф. // *Радиотехника*. 2018. №12. С. 45-53.
10. ETSI EN 302 307-1 v1.4.1 (2014-11): "Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2".
11. Plotnikov A., Gelgor A. Spectral efficiency comparison between FTN signaling and optimal PR signaling for low complexity detection algorithm *Proc. Int. Conf. NEW2AN* (Springer International Publishing) 191–199, 2018.
12. National Instruments Corporation, Austin, TX, USA. [Online]. <http://www.ni.com>.
13. Шеннон К. Э. Работы по теории информации и кибернетике. Пер. с англ. / Под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова. – М.: ИЛ, 1963. – 832 с.
14. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.