

**Санкт-Петербургский политехнический университет  
Петра Великого  
Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций**

На правах рукописи

**Нгуен Тан Хоанг Фьюк**

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

Направление подготовки

11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи»

---

*Код и наименование*

Направленность

11.06.01\_01 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

---

*Код и наименование*

**НАУЧНЫЙ ДОКЛАД**

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Нгуен Тан Хоанг Фьюк  
Научный руководитель: доцент., к.т.н.  
Гельгор Александр Леонидович

Санкт Петербург – 2019

Научно-квалификационная работа выполнена в Высшей школе прикладной физики и космических технологий (ВШПФиКТ) Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Директор ВШПФиКТ:

Величко Елена Николаевна  
к.т.н., доцент

Научный руководитель:

Гельгор Александр Леонидович,  
к.т.н., доцент.

Рецензент:

Сухов Владимир Александрович,  
к.т.н. , главный специалист ООО  
“ИТСК”

С научным докладом можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте Электронной библиотеки СПбПУ по адресу: <http://elib.spbstu.ru>

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### Актуальность работы

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 полностью 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 сформированного в передатчике сигнала.

В литературе присутствует множество публикаций на тему поиска новых спектрально-эффективных форм сигналов [1-5]. В этих публикациях, конечно, идёт речь о повышении спектральной эффективности, которая 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, 4, 5] вычисляется полоса, в которой содержится та или иная части энергии (мощности) сигнала, например, 99% или 99,9%. Очевидно, не существует лучшего критерия, так как в разных ситуациях могут оказаться важными разные параметры. Из-за того, что разные исследователи учитывают разные характеристики спектра, оказывается 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.

Таким образом, актуальной является проблема разработки новых методов формирования, обработки и также алгоритмов приёма сигналов SEFDM, обеспечивающих высокую спектральную эффективность и имеющих низкую вычислительную сложность.

Как известно [19-20], 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. Стандарт спутникового телевизионного вещания DVB-S2 на сегодняшний день является, пожалуй, наиболее и широко распространённым стандартом одночастотной связи, и стандартом, обеспечивающим наибольшую близость к границе Шеннона. Поэтому в данной работе предлагается рассмотреть возможность повышения спектральной эффективности стандарта DVB-S2 путём применения МКС сигналов с оптимальными импульсами, полученными при ограничении на спектральную маску.

### **Цель и задачи исследования**

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 импульсов, обеспечивающих минимальные энергетические потери в области высоких значений вероятности ошибки при заданной форме спектральной 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 импульсов.

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

### **Научная новизна**

- Впервые предложены одночастотные многокомпонентные спектрально-эффективные сигналы с финитными оптимальными импульсами, форма энергетических спектров которых ограничена частотной маской.

- Предложена методика синтеза финитных формирующих импульсов с учётом спектральной маски и наличия помехоустойчивого кода. Для оптимальных импульсов, полученных при минимизации максимального значения парциальной корреляции, определён выигрыш в спектральной эффективности от использования оптимальных импульсов с управляемой МСИ вместо ортогональных импульсов.

- Показано, что при приеме сигналов с управляемой МСИ и наличии высокоэффективного помехоустойчивого кода, лучшие результаты показывает традиционный демодулятор BCJR с применением формулы логарифмической аппроксимации, а использование M-BCJR подхода приводит к существенным энергетическим потерям.

- Определена степень улучшения энергетической и спектральной эффективности при переходе от RRC-импульсов к оптимальным импульсам для системы DVB-S2.

### **Теоретическая и практическая значимость**

Впервые предложены постановка и решение задачи синтеза оптимальных спектрально-эффективных импульсов по критерию максимизации свободного евклидова расстояния и минимизации максимального значения парциальной корреляции с учётом спектральной маски и наличия помехоустойчивого кода. Определена степень улучшения энергетической и спектральной эффективности при переходе от RRC-импульсов к оптимальным импульсам для системы DVB-S2.

Предложена методика формирования и обработки спектрально-эффективных сигналов с финитными оптимальными импульсами, обеспечивающих повышение эффективности системы DVB-S2. Показано, что для приема сигналов с МСИ использование демодуляторов M-BCJR подхода приводит к существенным энергетическим потерям при наличии помехоустойчивого кода.

### **Апробация работы**

Результаты работы представлены на международной конференции DSPA – 2019, на международной конференции Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (New2An) 2018 и International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information technologies (YETI-2019) – 2019.

### **Публикации**

1. Гельгор, А.Л. Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / Гельгор А.Л., Нгуен Тан Хоанг Фьюк // 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. 1-14.

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. Accepted.

6. 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.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение.....	8
Цель и задачи.....	9
Методика синтеза спектрально-эффективных оптимальных импульсов с учётом спектральной маски .....	100
Приёма сигналов с МСИ на основе алгоритма BCJR .....	19
Имитационная модель системы DVB-S2 .....	23
Эффективность системы DVB-S2 с оптимальными импульсами.....	5
Заключение .....	30
Список литературы.....	322
Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы (диссертации).....	35

## Введение

В традиционных системах связи, используются сигналы, удовлетворяющие пределу Найквиста [6], что значит, что при использовании канала с (условной) полосой частот  $\Delta F$  скорость модуляции не может быть сделана больше значения  $2\Delta F$  Бод без введения межсимвольной интерференции (МСИ). В таких системах, при фиксировании сигнального созвездия и длительности тактового интервала спектральная эффективность оказывается ограниченной, чтобы гарантировать условие ортогональности сигналов. Таким образом, при работе в условиях до предела Найквиста скорость передачи информации может повышаться путём увеличения количества точек сигнального созвездия. Однако это приводит к ухудшению корреляционных свойства многопозиционного ансамбля сигналов в условиях ограниченности энергетического ресурса. Однако возможен другой способ повышения скорости передачи информации – введение МСИ. Хотя такой подход, как правило, означает заметное увеличение вычислительной сложности обработки сигналов, тем не менее, современные микросхемы, по-видимому, могут справиться с такой задачей.

На текущий момент существуют, по-видимому, два основных типа предлагаемых спектрально-эффективных одночастотных сигналов, т.е. сигналов для систем, работающих с каналом АБГШ. К первому типу относятся так называемые сигналы «Быстрее, чем Найквист» (FTN, Faster than Nyquist), предложенные в [7]. Идея их формирования заключается в том, чтобы передавать модуляционные символы чаще, чем это требуется для устранения межсимвольной интерференции в приёмнике. Ко второму типу сигналов относятся сигналы с частичным откликом (PR, Partial Response) и оптимальными импульсами. Идея повышения спектральной эффективности в этом случае заключается в сужении спектра, благодаря выбору особой формы импульса.



## Цель и задачи

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 импульсов, обеспечивающих минимальные энергетические потери в области высоких значений вероятности ошибки при заданной форме спектральной 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 импульсов.
4. Разработка имитационной модели для оценки спектральной эффективности системы DVB-S2 при использовании оптимальных импульсов.

## Методика синтеза спектрально-эффективных оптимальных импульсов с учётом спектральной маски

На сегодняшний день, с целью повышения спектральной эффективности телекоммуникационных систем, во многих работах рассматривается задача синтеза оптимальных импульсов для сигналов с частичным откликом. В [3] предложено решение оптимизационной задачи для получения дискретного финитного импульса прекодера. Далее импульсный отклик формирующего фильтра  $a(t)$  получается с помощью линейной фильтрации полученного дискретного импульса с помощью RRC-фильтра. Однако практическая реализация такого идеального нефинитного отклика невозможна и требуется усечь нефинитные RRC-импульсы по длительности по тому или иному критерию. В работах [4, 5] рассматриваются многокомпонентные сигналы, т.е. сигналы с финитными импульсами, длительность которых превосходят длительность одного символьного интервала в целое число раз.

В данной главе сначала рассматриваются описание и основные характеристики многокомпонентных сигналов. Далее представлена постановка оптимизационной задачи синтеза импульсов многокомпонентных сигналов с учётом заданной спектральной маски. Затем оценивается помехоустойчивость импульсов, полученных при разных оптимизационных условиях, и выбирается лучший импульс для имитационной модели. В конце главы рассматриваются различные алгоритмы приема сигналов с МСИ.

### Многокомпонентные сигналы

Идея формирования многокомпонентных сигналов [2] заключается в том, чтобы представить сигнал в виде суммы компонент, отличительной особенностью которых является отсутствие пересечения соседних импульсов, т.е. отсутствие МСИ. В общем случае компоненты могут передаваться на разных частотах, с использованием разных сигнальных созвездий и даже разных импульсов. Комплексная огибающая  $L$ -компонентного сигнала записывается так:

$$y_L(t) = \sum_{p=1}^L y_L^{(p)}(t) = \sum_{p=1}^L \sum_k \frac{1}{\sqrt{L}} C_k^{(p)} a\left(\frac{t - \Delta t_p - kLT}{L}\right) \exp(j2\pi\Delta f_p t), \quad (1)$$

где  $L$  – число компонент;  $C_k^{(p)}$  – модуляционный символ, передаваемый на  $k$ -ом тактовом интервале  $p$ -й компоненты (под тактовым интервалом компоненты понимается интервал длительностью  $LT$ );  $a(t)$  – импульс, определённый на интервале длительностью  $T$ :  $[-T/2, T/2]$  или  $[0, T]$ ;  $\Delta t_p$  – относительный сдвиг тактовых интервалов разных компонент;  $\Delta f_p$  – сдвиг частоты  $p$ -й компоненты относительно центральной частоты. Аргумент импульса составлен таким образом, чтобы обеспечивать растяжение исходного импульса длиной  $T$  в  $L$  раз. Множитель  $1/\sqrt{L}$  нужен для независимости энергии импульса от числа компонент  $L$ , что удобно при постановке оптимизационной задачи и, строго говоря, не является обязательным при описании МК сигналов.

Заметим, что при  $\Delta t_p = 0$ ,  $\Delta f_p = (p - L/2)/T$  и прямоугольной форме импульса выражение (1) соответствует сигналам OFDM. Если изменить центральные частоты компонент на  $\Delta f_p = \alpha(p - L/2)/T$ , где  $0 < \alpha < 1$ , то получим выражение для популярных многочастотных спектрально-эффективных сигналов SEFDM, описанных в [11-12]. Если все компоненты передаются на одной частоте, т.е.  $\Delta f_p = 0$ , и импульсы соседних компонент равномерно сдвинуты друг относительно друга –  $\Delta t_p = (p - 1)T$ , то получаются традиционные одночастотные сигналы. Например, для получения сигналов, используемых в системе DVB-S2, останется использовать в качестве формы импульса  $a(t)$  один из импульсов семейства RRC-импульсов и устремить количество компонент к бесконечности  $L \rightarrow \infty$ , учитывая инфинитность импульса. Далее в работе, говоря о сигналах МКС, мы всюду будем понимать сигналы с  $\Delta f_p = 0$ ,  $\Delta t_p = (p - 1)T$  и одинаковым сигнальным созвездием в каждой компоненте.

Можно показать [4], что форма энергетического спектра МК сигналов определяется только формой импульса  $a(t)$ :

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

где  $F_a(f)$  – это спектр импульса  $a(t)$ ,  $L$  – число компонент,  $Z$  – характеристика формы сигнального созвездия.

В [4] в качестве одной из возможных мер управляемой интерференции было предложено значение максимального коэффициента парциальной корреляции ( $PC$  – Partial Correlation):

$$MaxPC = \max_{1 \leq k \leq L} \{|PC_k|\} = \max_{1 \leq k \leq L} \left\{ \left| (1/E_a) \int a(t)a(t-kT/L)dt \right| \right\}, \quad (3)$$

Более 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]:

$$d_{free}^2 = \min_n \{d_n^2\}. \quad (4)$$

В общем случае квадраты евклидовых расстояний должны учитываться по всем последовательностям данных, но в соответствии с [3] предлагается рассматривать последовательности с длиной  $L$  символов.

Применению свободного евклидова расстояния в качестве меры МСИ свойственны два существенных недостатка. Во-первых, максимизация  $d_{free}$  гарантирует лучшую помехоустойчивость только асимптотически, т.е. при очень низких значениях BER. Это значит, что в системах с помехоустойчивым кодированием, где демодулятор обычно работает в условиях достаточно высоких значений вероятности ошибки на выходе, использование свободного евклидова расстояния не будет оптимально по критерию минимума энергетических потерь. Во-вторых, для вычисления  $d_{free}$  требуется проверка крайне большого количества возможных комбинаций сигналов в ходе решения оптимизационной задачи. Например, для МК сигналов в случае использования сигнального созвездия QPSK число комбинаций равно  $2 \cdot 3^{L-1}$ , следовательно, сделать точный расчёт  $d_{free}$  при длине импульса  $L > 20$  практически невозможно.

### **Постановка и решение оптимизационной задачи**

В [2] выполняется решение оптимизационной задачи по критерию минимизации так называемой «средней вредности излучения». Удобством такого подхода является то, что целевая функция оптимизации можно преобразовать к тому виду, аргументом которого является только искомый импульс и его производная. В [4] авторы

действовали иначе, а именно, выполняли решение оптимизационной задачи по критерию максимизации концентрации энергии, содержащейся в заданной нормированной полосе частот. Для того, чтобы минимизировать полосу, в которой содержится заданная доля концентрации энергии, например, 99%, находится несколько решений задачи максимизации концентрации и выбирается то из решений, которое обеспечивает наиболее близкое к 99% значение концентрации. И в [2, 4] в качестве дополнительных ограничений были использованы максимальное значение коэффициента групповой корреляции (MGC – Maximum Group Correlation), косвенно связанного с помехоустойчивостью приёма и численно равного максимальному значению корреляции модулированного импульса одной компоненты со всеми остальными компонентами, т.е. равного сумме парциальных корреляций (PC – Partial Correlation). Работа [5] следует по-другому пути достижения лучшей помехоустойчивости, а именно используется идея, представленная в [3], где для минимизации энергетических затрат выполнялась максимизация свободного евклидова расстояния –  $d_{free}$  (free Euclidean distance). Однако, использование свободного евклидова расстояния не свободно от указанных выше недостатков. В работах [2, 4, 5] в итоге были найдены оптимальные импульсы для МК сигналов для разных критериев оптимальности и разных дополнительных ограничений. Во всех случаях не рассматривалась конкретная система передачи информации и не учитывалось наличие помехоустойчивого кодирования.

В данной работе аналогично предлагается использовать смесь описанных выше идей с новым ограничением оптимизационной задачи. В качестве критерия оптимальности предлагается рассмотреть два критерия оптимальности: максимизация свободного евклидова расстояния и минимизация максимального коэффициента парциальной корреляции. 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. Однако, одновременно это приводит к энергетическим потерям. В данной работе, разность спектра сигнала и спектральной маски можно контролировать путём введения соответствующего дополнительного ограничения в оптимизационных задачах, называемого “ограничение ёмкости”.

В данной работе аналогично [2] для получения решения оптимизационной задачи предлагается вместо самого оптимального импульса  $a(t)$  выполнять поиск коэффициентов его разложения в усечённый ряд Фурье:

$$a(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} \left( c_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) + s_k \sin\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \right), \quad (5)$$

где  $(2K - 1)$  – количество коэффициентов такого разложения. Таким образом, все характеристики МК сигналов можно выразить через коэффициенты разложения  $c_k$  и  $s_k$ .

При использовании этого разложения спектр сигналов MCS может быть вычислен так [4]:

$$G(f) = \frac{LZT}{\pi^2} \left[ \left( \frac{c_0}{2} \frac{\sin(\pi fLT)}{fLT} + \sum_{k=1}^{K-1} \sin(\pi fLT) \frac{(-1)^k c_k fLT}{(fLT)^2 - k^2} \right)^2 + \left( \sum_{k=1}^{K-1} \sin(\pi fLT) \frac{(-1)^k s_k k}{(fLT)^2 - k^2} \right)^2 \right], \quad (6)$$

где  $Z$  – коэффициент, определяемый формой сигнального созвездия.

По-видимому, невозможно установить ограничение значений спектра сигнала для непрерывного диапазона частот, поэтому предлагается выбирать достаточно большое число  $N_f$  точек, расположенных равномерно на рассматриваемом частотном интервале, в которых выполняется проверка выполнения ограничения спектральной маски:

$$G(f_i T) \leq \text{Mask}(\tau f_i T), \quad i = 0, 1, \dots, N_f - 1, \quad (7)$$

где  $\text{Mask}(f)$  – непрерывная функция спектральной маски, описанная в стандарте DVB-S2. В экспериментах данной работы рассматривались  $N_f = 300$  точек, равномерно расположенных на интервале  $0 \leq fT \leq 6..$

Для повышения спектральной эффективности предлагается уменьшать длительность тактового интервала, т.е. переходить от значения  $T$  к значению  $\tau T$ , где  $0 < \tau < 1$ , и при этом пытаться уместить спектр сигналов 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.

Вышеупомянутое ограничение емкости, связанное с разностью между маской и спектром сигнала, можно описать так:

$$\sum_{f_i} |Mask(\tau f_i T) - G(f_i T)| \leq P, \quad i = 0, 1, \dots, N_f - 1, \quad (8)$$

где константа  $P$  может варьироваться при решении оптимизационной задачи.

В итоге, полученные нелинейные оптимизационные задачи поиска минимума (максимума) функции нескольких переменных при наличии нелинейных ограничений равенств и неравенств решаются в пакете MATLAB с помощью функции *fminimax()*.

### **Оценка помехоустойчивости сигналов с полученными оптимальными импульсами**

Несмотря на то, что формирование МК оптимальных импульсов является простым благодаря финитности импульса, открытым оставался вопрос об эффективности комбинирования подхода использования МК сигналов и помехоустойчивого кодирования. Аналитическое решение задачи оптимального выбора лучшего импульса для сигнально-кодовой конструкции, по-видимому, невозможно или крайне сложно. Поэтому в данной работе рассматривается подход имитационного моделирования методом Монте-Карло в MATLAB.

Вначале рассматриваются следующие значения параметров оптимизационных задач: длительность импульса  $L = 8$ , сигнальное созвездие QPSK, количество коэффициентов разложения в усечённый ряд Фурье  $K = 30$ , спектральная маска соответствует значению коэффициента скругления  $\beta = 0,35$ , значение коэффициента сжатия спектральной маски  $\tau = 0,9$  (что соответствует выигрышу 10% 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  $d^2_{\text{free}} = 2$ , что потенциально (в случае малых значений BER) 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. Из-за ограничения емкости, импульс №3 имеет значение  $MaxPC$  меньше аналогичного значения для импульса №4, а именно  $MaxPC$  для импульсов №3 и №4 равны 0,15 и 0,06 соответственно. Заметим, что минимальное возможное значение  $MaxPC$  равно 0 и соответствует сигналам с полным откликом. На рисунке 1 показан импульс №4 в качестве примера.

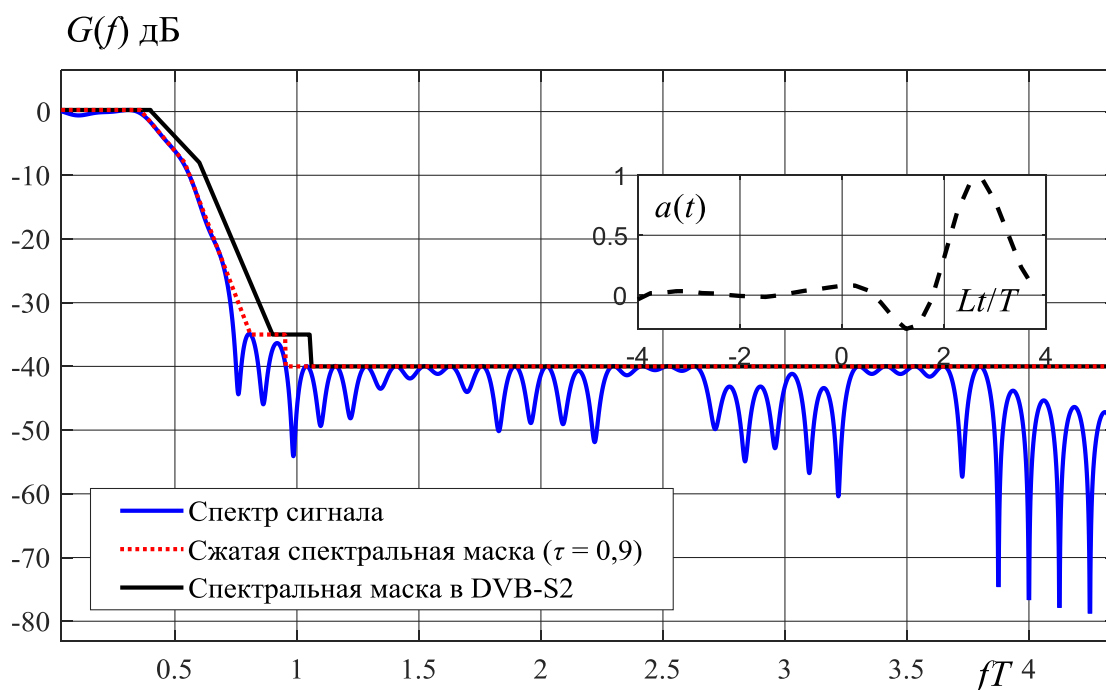


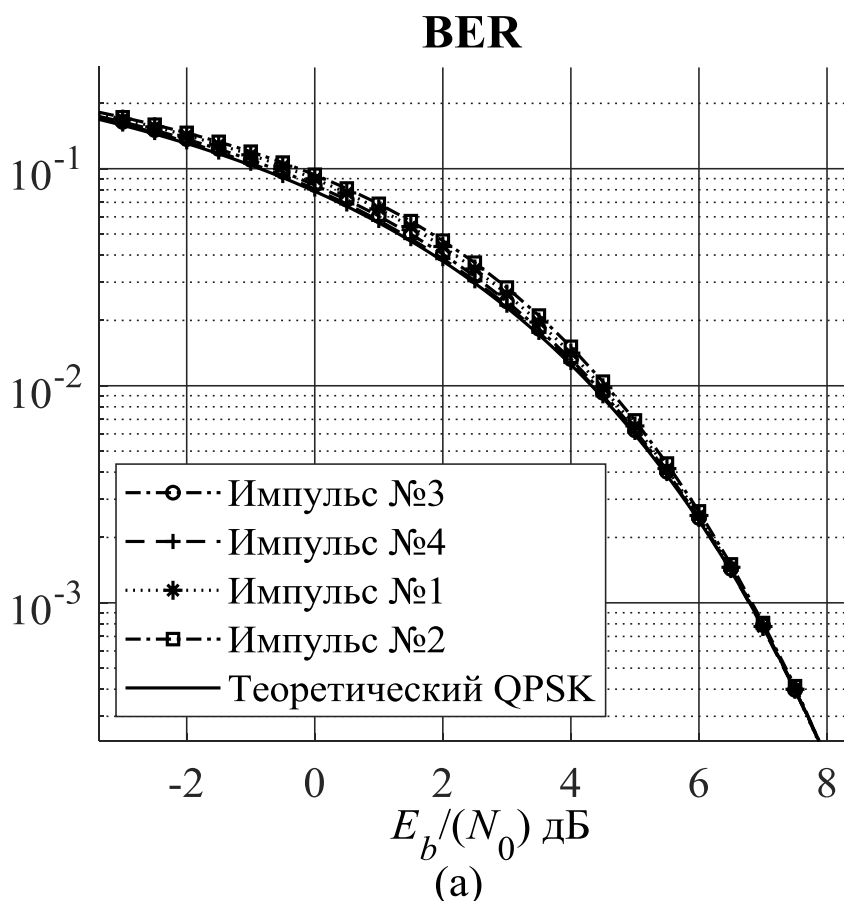
Рис. 1. Оптимальный импульс №4, его спектр и сжатая спектральная маска (коэффициента скругления  $\beta = 0,35$  и коэффициент сжатия маски  $\tau = 0,9$ )

Для оценки помехоустойчивости полученных импульсов было использовано имитационное моделирование со следующими параметрами: сигнальное созвездие QPSK и 8PSK, канал АБГШ, сигналы передаются кадрами по 64800 битов без помехоустойчивого кодирования, для приёма используется демодулятор на основе алгоритма ВСJR. Подробнее описание алгоритмов приема рассматривается в следующем разделе. Результаты моделирования отображены на рисунке 2. Для получения достоверных результатов расчёт оценки вероятности ошибки в каждой



точке кривой помехоустойчивости проводился до тех пор, пока не будет накоплено 1000 ошибочных бит. Максимальное количество передаваемых битов равно  $10^9$ .

Как следует из анализа рисунка 2а, в первом приближении все импульсы имеют почти одинаковую помехоустойчивость, и все кривые близки к теоретической кривой для приёма сигналов с QPSK. Однако из рисунка 2б видно, что в области низких значений  $E_b/N_0$  импульс №4 является наилучшим, так как на уровне 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 LDPC демодулятор может работать в области очень низких отношений сигнал/шум – от –6 до 4 дБ. Таким образом, применение импульса №4 обеспечит лучшие результаты.



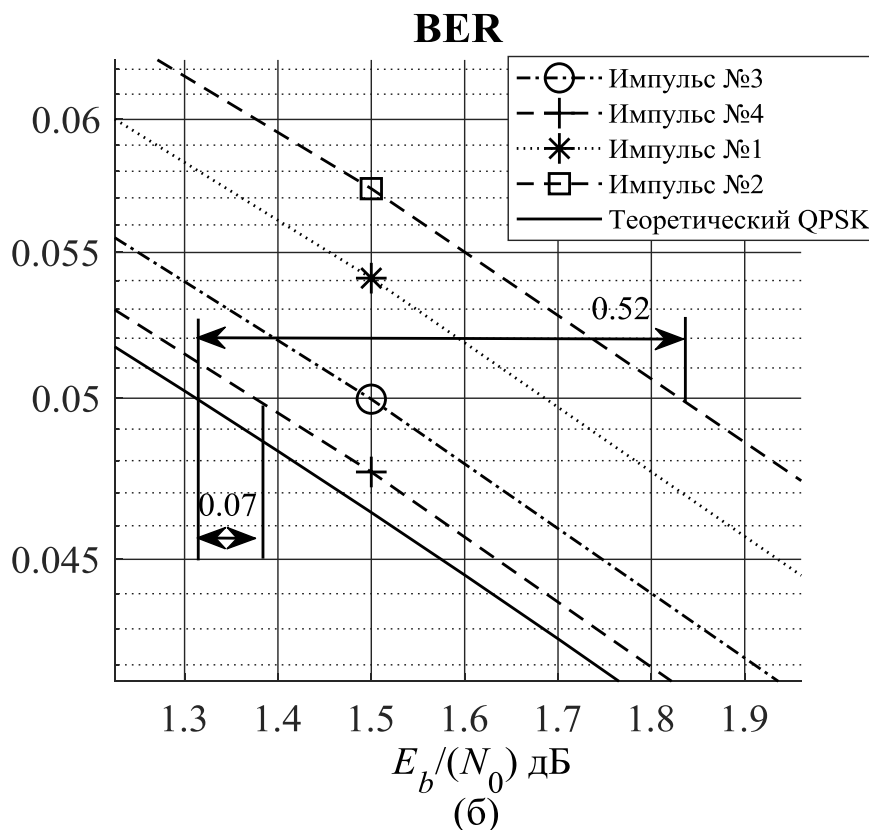


Рис. 2. Кривые помехоустойчивости для QPSK с полученными оптимальными импульсами при  $\tau = 0,9$

Для исследования возможности повышения спектральной эффективности системы с частичным откликом в случае QPSK, рассматриваются кривые помехоустойчивости для предлагаемых оптимальных импульсов с разными значениями коэффициента сжатия маски ( $\tau$  выбирается от 0,4 до 1). Из рисунка 3 видно, что кривые для оптимальных импульсов с  $\tau = 0,9; 0,8; 0,7$  и теоретическая кривая для QPSK, соответствующая случаю использования RRC-импульсов, сходятся на уровне  $BER = 10^{-4}$ , что позволяет определить предельное значение уменьшения коэффициента сжатия маски для передачи сигналов без энергетических потерь. Это значит, что возможно увеличить скорость передачи сигналов на около 43% ( $\tau = 0,7$ ) без дополнительных энергетических потерь в случае без помехоустойчивого кодирования. Кроме того, для импульсов длительности  $L = 8$  предлагаемая оптимизационная задача решается только при значениях  $\tau$  не меньше 0,4. При этом, для заданной маски можно повысить спектральную эффективность системы в 2,5 раз за счет 4 дБ дополнительных энергетических потерь и усложнения алгоритма приема.

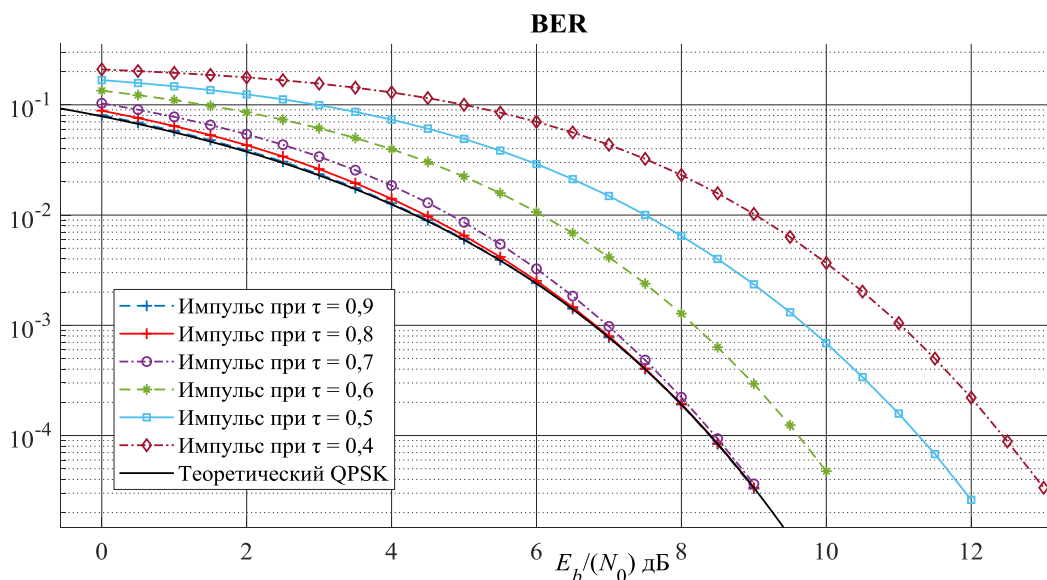


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости для QPSK с оптимальными импульсами при разных значениях коэффициента сжатия маски

### Приёма сигналов с МСИ на основе алгоритма ВСJR

В данном разделе рассматриваются алгоритмы приема сигналов с управляемой МСИ. При использовании дискретного формирующего импульса  $a(t)$  с длительностью  $L$  символьных интервалов передающий сигнал в случае линейной модуляции может быть сформирован так:

$$x_k = C_k a_0 + \sum_{n=1}^{L-1} C_k a_n, \quad (8)$$

где  $C_k$  – передаваемый модуляционный символ в  $k$ -ом тактовом интервале;  $x_k$  – дискретные отчеты сигнала в  $k$ -ом тактовом интервале, которые зависят от  $L - 1$  предыдущих символов  $C_{k-1}, C_{k-2}, \dots, C_{k-L+1}$ . Предполагается, что сигнал проходит через канал АБГШ. Таким образом, при условии без отсутствия в канале соответствующий принятый сигнал может быть записан как:

$$y_k = x_k + n_k, \quad (9)$$

где  $n_k$  – отсчёты шума.

Итак, задача приема является восстановлением переданной последовательности символов  $C_k$  из принятого сигнала  $y_k$ . Для решения этой задачи существует множество эффективных алгоритмов приема. Два из них, алгоритм Витерби для максимально правдоподобной оценки (MLSE) и алгоритм ВСJR для оценки по максимуму

апостериорной вероятности (MAP), 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. Однако оба алгоритма обычно имеют высокую вычислительную сложность. Для решения этой проблемы также были предложены некоторые схемы с низким уровнем сложности. Далее рассматриваются алгоритмы Витерби, BCJR и их подоптимальные версии.

Главный недостаток демодулятора на основе алгоритма Витерби заключается в том, что на выходе демодулятора не выдаётся оценка мягких решений о переданных символах, необходимых для повышения эффективности работы декодера помехоустойчивого кода. Поэтому, в данной работе рассматривается алгоритм BCJR [13], получивший своё название по первым буквам фамилий авторов, для обнаружения переданной последовательности по критерию максимума символьной апостериорной вероятности.

В качестве примера, на рисунке 4 показаны кривые помехоустойчивости для QPSK при использовании алгоритма Витерби и алгоритма BCJR. Видно, что вне зависимости от уровня МСИ (т.е. от разных значений коэффициента  $\tau = 0,6; 0,7; 0,8$ ) качество приема примерно одинаковое для демодуляторов на основе алгоритмов Витерби и BCJR. Поскольку алгоритму BCJR при вычислении вероятностей требуется два прохода по решётке, он является вычислительно сложнее алгоритма Витерби. Однако алгоритм BCJR выбран благодаря способности использования мягких решений для улучшения работы помехоустойчивого декодера.

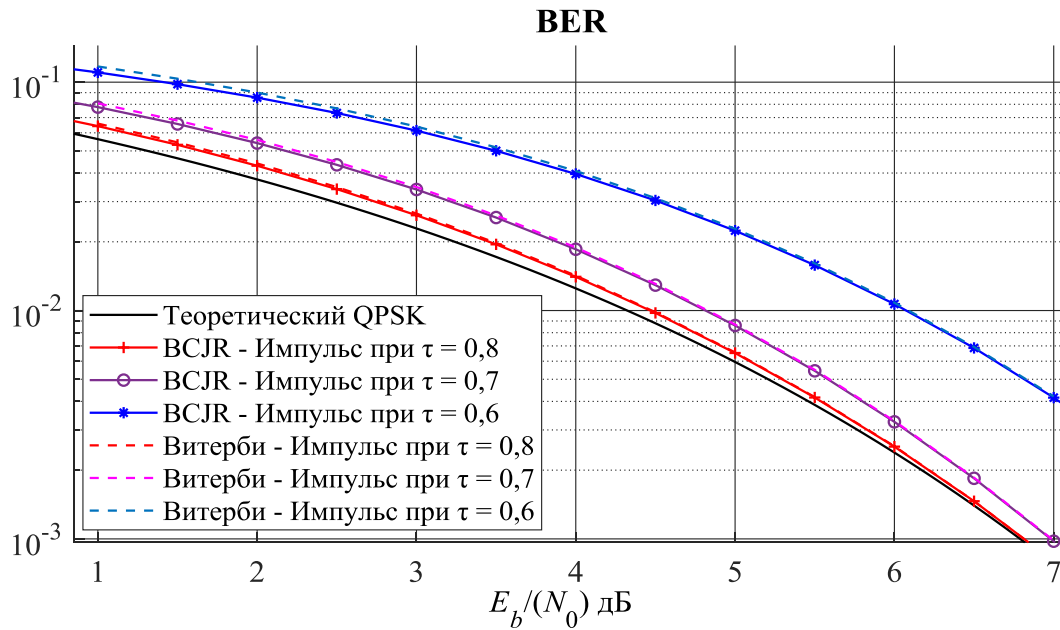


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости для QPSK с оптимальными импульсами при использовании алгоритмов Витерби и BCJR

Теперь исследуем возможность использования подоптимальных модификаций алгоритма BCJR для уменьшения вычислительной сложности. Сложность алгоритма BCJR, которая экспоненциально увеличивается с длительностью импульса, может быть уменьшена несколькими способами. В работе [14] рассматривается эффективность использования подоптимальных версий алгоритма BCJR, сложность вычисления которого упрощается путём сохранения метрик вероятностей только для  $M$  состояний на каждом тактовом интервале и применения следующей формулы аппроксимации, чтобы избежать операций логарифма и экспоненты:

$$\log\left(\sum_i \exp(x_i)\right) \approx \max(x_i). \quad (10)$$

Однако неизвестно, как подоптимальные версии демодулятора работают в условиях низкого отношения сигнал/шум, где применяются современные помехоустойчивые кодеры.

При наличии помехоустойчивого кодирования LDPC рассматривается работоспособность разных типов демодуляторов BCJR. На рисунке 5 можно увидеть, что на уровне BER = 10<sup>-4</sup> разница 0,02 дБ в энергетических потерях между MAX-LOG Full BCJR и True Full BCJR демодуляторов можно пренебречь. Это означает, что

формула аппроксимации (10) может быть применена при использовании кодера LDPC. С другой стороны, результаты моделирования показывают, что при использовании MAX-LOG-M-BCJR демодулятора требуется по  $M = 32$  для кодовой скорости  $4/5$  для достижения качества приема, близкое к случаю использования True Full BCJR. Это можно объяснить, что для различных версий алгоритма BCJR значения  $LLR$  на выходе демодуляторов отличаются друг от друга, хотя они обеспечивают одинаково качество приема по жестким решениям в случае без кодирования. Это вызывает дополнительные энергетические потери, поскольку декодер LDPC чувствителен к входным значениям  $LLR$ . Таким образом, в следующих разделах при построении имитационной модели выбирается традиционный демодулятор BCJR с применением формулы аппроксимации (10).

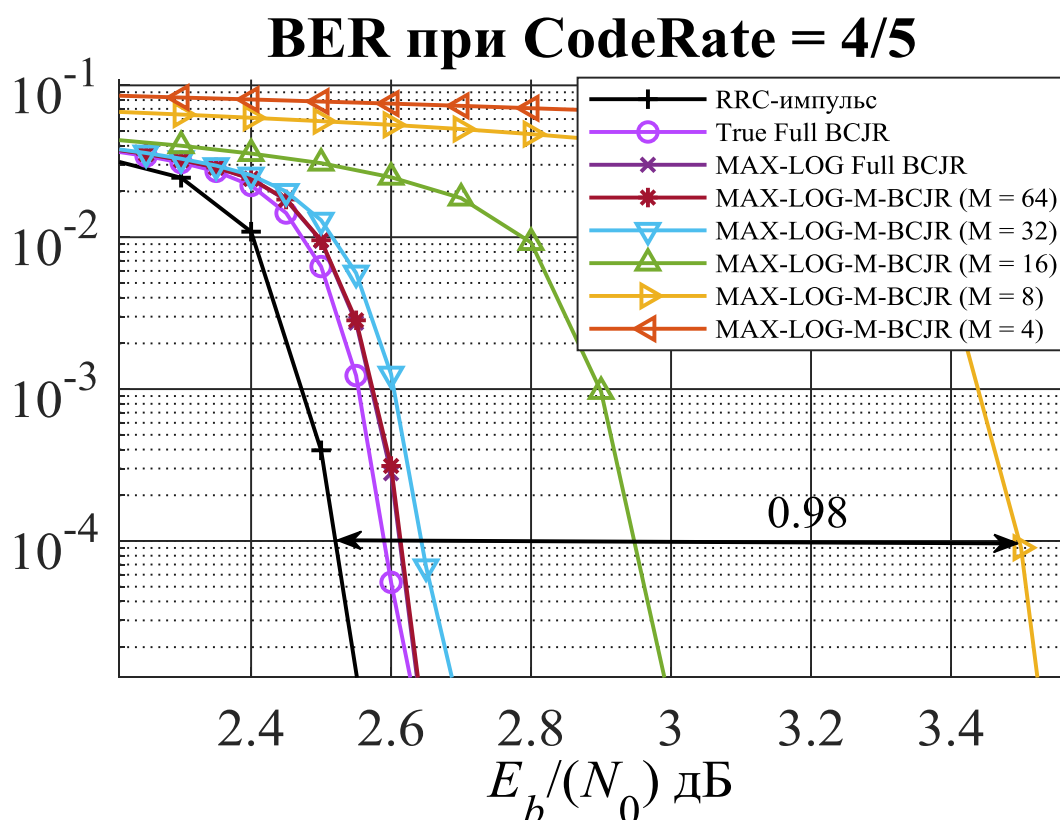


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости для QPSK при наличии кодер LDPC и использовании разных подоптимальных типов демодулятора BCJR

## Имитационная модель системы DVB-S2

Для получения оценки помехоустойчивости системы DVB-S2 предлагается использовать имитационную модель в MATLAB. Упрощенная модель отображена на рисунке 6. Однако существуют следующие различия по сравнению с архитектурой DVB-S2, стандартизированной в [9]:

- Предполагается, что синхронизация между передатчиком и приемником идеальная. Поэтому сигнализация физического уровня, пилотные сигналы и кодирование физического уровня не используются.
- В качестве канала используется канал с АБГШ.
- Рассматриваются нормальные кадры FECFRAME длиной 64800 бит и модуляции QPSK и 8PSK.
- Предполагается, что RRC-импульсы идеальные, обеспечивая условие передачи без межсимвольной интерференции.

Результаты моделирования представлены на рисунке 7 и 8 (для QPSK и 8PSK соответственно) в виде кривых PER против отношений сигнала/шум  $E_b/N_0$ .

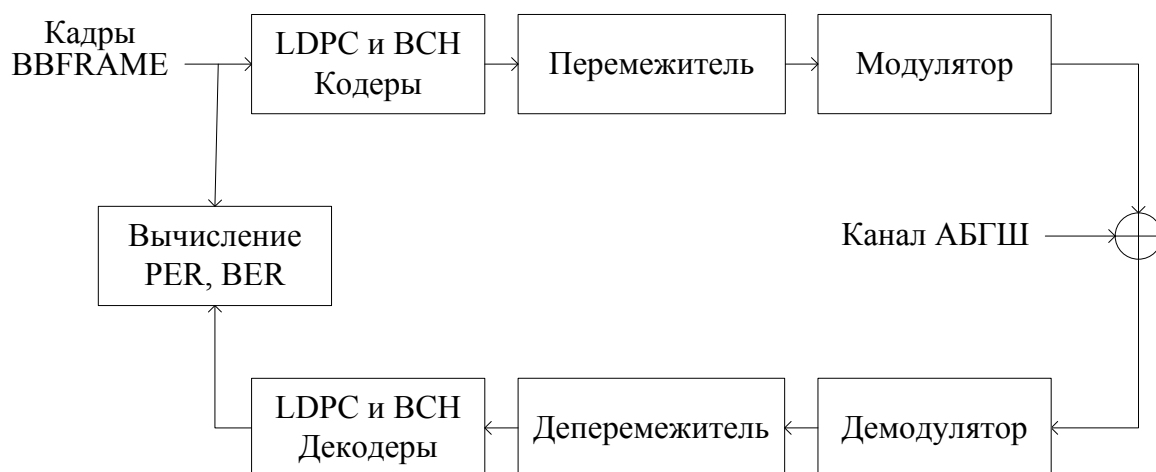


Рис. 6. Упрощенная модель системы DVB-S2 для имитационного моделирования

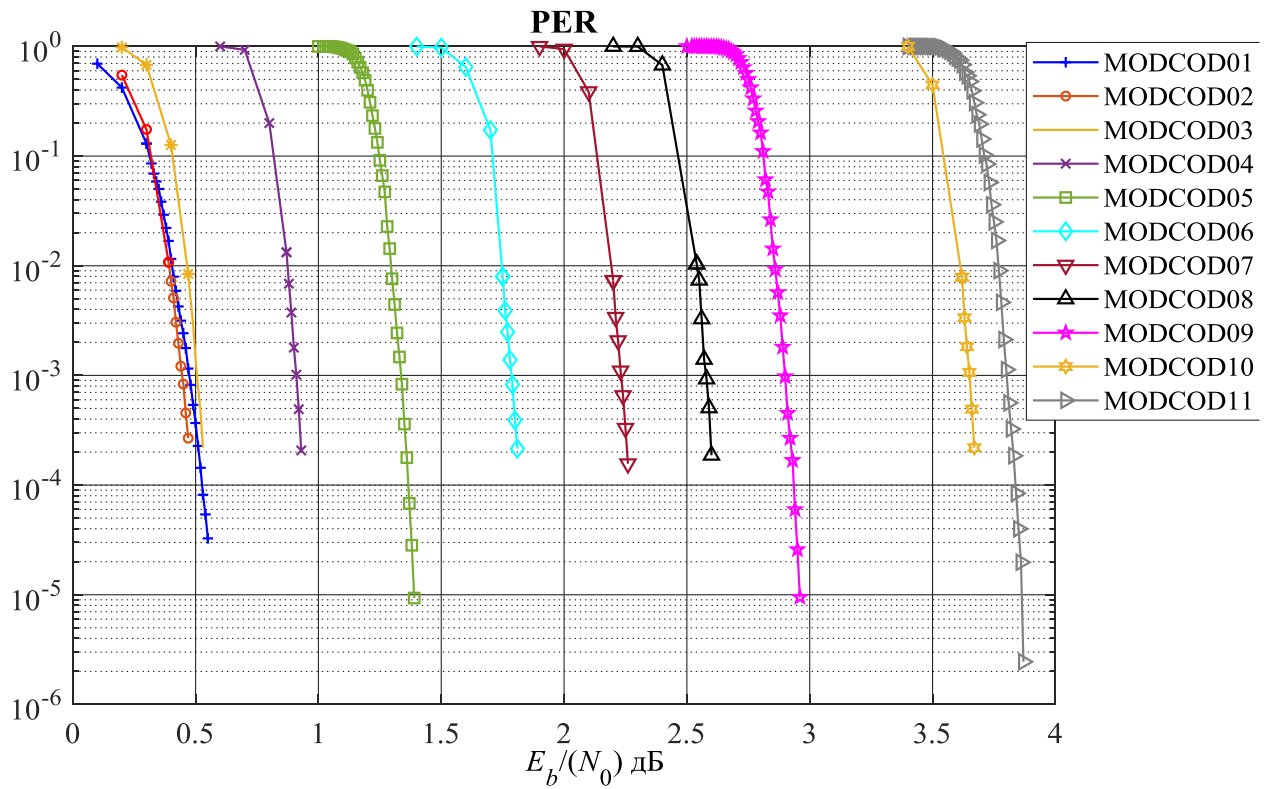


Рис. 7. Кривые помехоустойчивости PER для QPSK при использовании разных скоростей кодирования LDPC

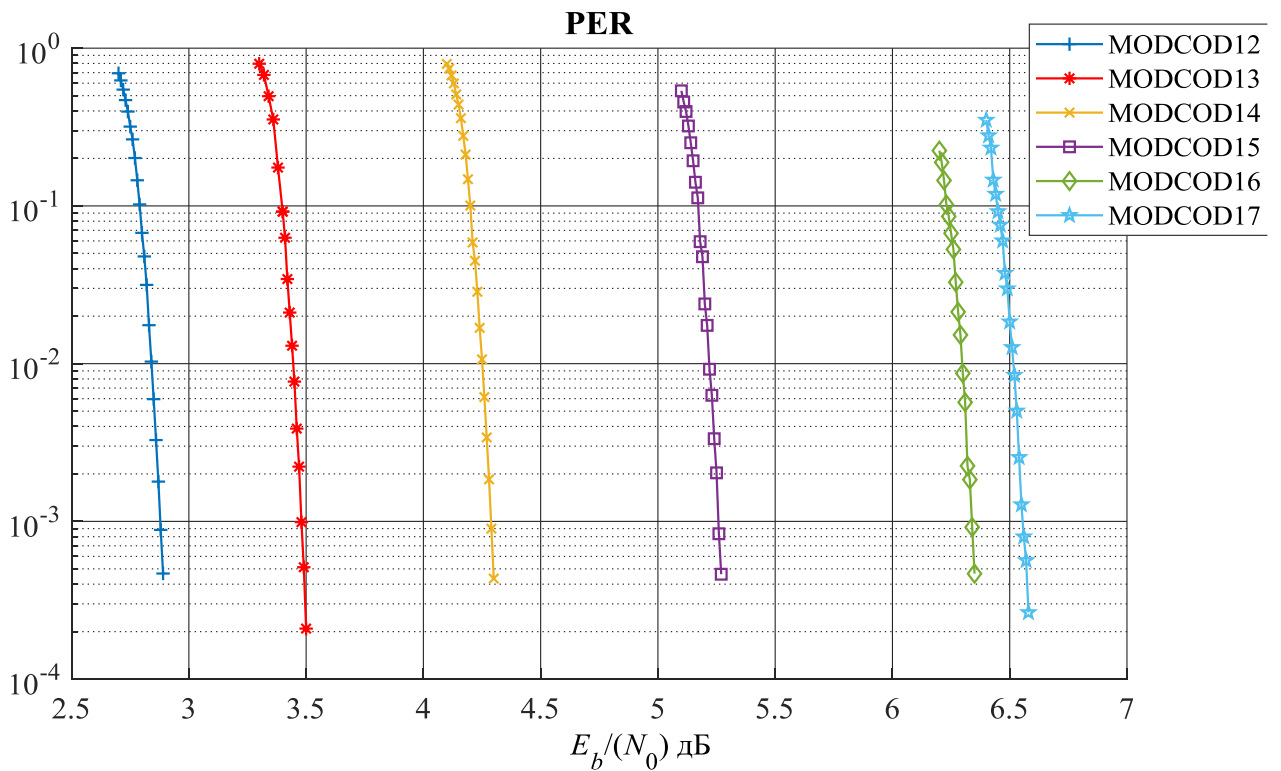


Рис. 8. Кривые помехоустойчивости PER для 8PSK при использовании разных скоростей кодирования LDPC



## Эффективность системы DVB-S2 с оптимальными импульсами

В этом разделе предлагается заменить RRC-фильтры в стандарте DVB-S2 на фильтры с импульсной характеристикой, полученной путём решения оптимизационной задачи и добиться тем самым повышения спектральной эффективности с минимальными энергетическими потерями. Переход от RRC-импульсов к оптимальным импульсам имеет несколько преимуществ. Во-первых, оптимальные импульсы являются финитными, что делает модель легко реализуемой. Во-вторых, предложенные оптимальные импульсы должны обеспечить лучшую спектральную эффективность.

На рисунке 7 представлена упрощенная имитационная модель модифицированной системы DVB-S2. В блоке формирующего фильтра передатчика RRC-импульсы заменяются финитными оптимальными импульсами. В данной работе рассматривается канал с АБГШ. В приемнике реальный и мнимый составляющие принятого сигнала обрабатываются независимо в двух демодуляторах BCJR, заменяющих согласованный фильтр и демодулятор, которые используются в традиционной схеме. Мягкие решения о принятых битах, полученные на выходе демодулятора BCJR, отправляются в деперемежитель, а затем в декодеры LDPC и BCH.

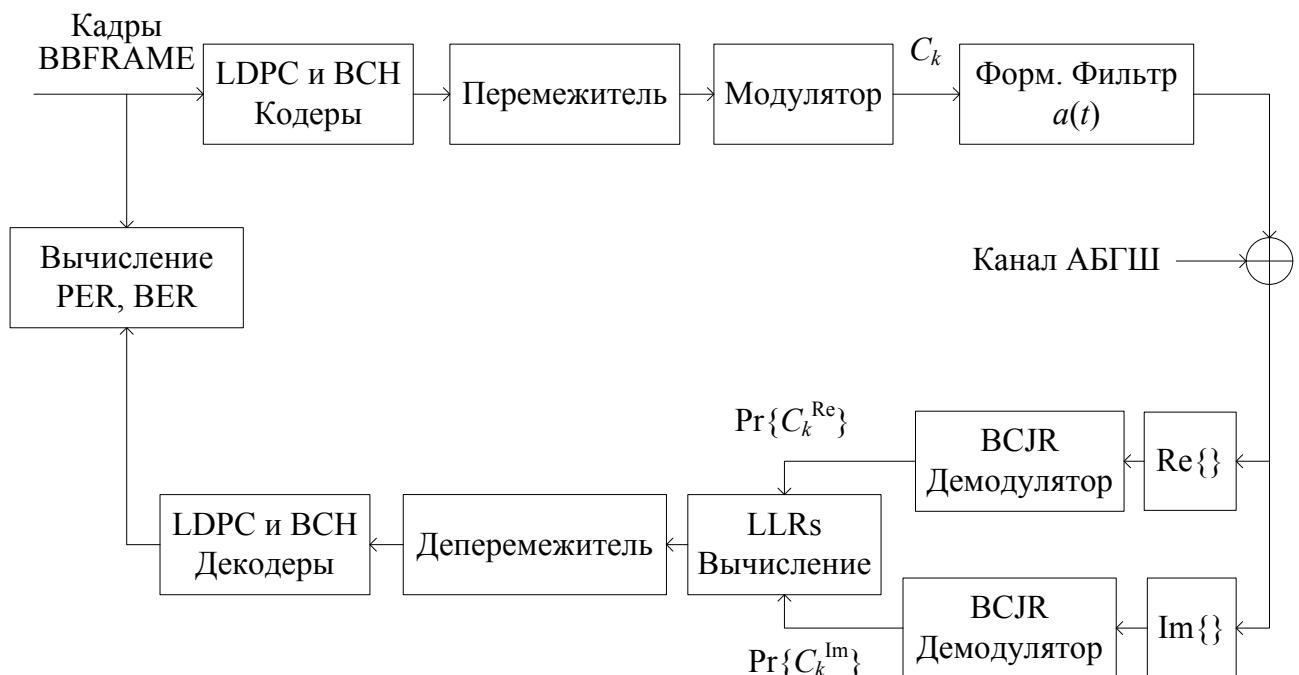


Рис. 7. Имитационная модель модифицированной системы DVB-S2 при использовании оптимальных импульсов

В приемнике 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 PAM (импульсная амплитудная модуляция). Каждый демодулятор BCJR рассматривает множество из двух точек  $[-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$  для QPSK и множество из 5 точек  $[-1, -1/\sqrt{2}, 0, 1/\sqrt{2}, 1]$  для 8PSK. Затем апостериорные вероятности комплексных символов может быть получено путем произведения полученных в каждой квадратуре вероятностей вещественных символов:

$$\Pr\{C_k\} = \Pr\{C_k^{\text{Re}}\} \times \Pr\{C_k^{\text{Im}}\}, \quad (11)$$

где  $C_k = C_k^{\text{Re}} + jC_k^{\text{Im}}$  – комплексный символ из сигнального созвездия в  $k$ -ом тактовом интервале, представленный вещественной  $C_k^{\text{Re}}$  и мнимой  $C_k^{\text{Im}}$  составляющими.

После получения оценки вероятности  $\Pr\{C_k\}$  для всех комплексных символов кадры, в следующем блоке вычисляются логарифмы отношения правдоподобия для передаваемых битов:

$$LLR(b_k^{(p)}) = \ln \frac{\sum_{r:m_r^{(p)}=0} \Pr\{C_k^{(r)}\}}{\sum_{r:m_r^{(p)}=1} \Pr\{C_k^{(r)}\}}, \quad (12)$$

$$p = 1, \dots, b_{\text{ps}}, \quad k = 0, \dots, N - 1,$$

где  $b_{\text{ps}}$  – количество битов в одном символе ( $b_{\text{ps}} = 2$  для QPSK и  $b_{\text{ps}} = 3$  для 8PSK);  $N$  – количество символов в одном кадре; каждой точке из сигнального созвездия  $C^{(r)}$  соответствует определённая комбинация бит  $(m_r^{(1)}, m_r^{(2)}, \dots, m_r^{(b_{\text{ps}})})$ ; в числителе осуществляется суммирование вероятностей символов, соответствующих передаче нулевого бита в позиции  $p$ , в знаменателе – передаче единицы в позиции  $p$ .

Далее осуществляется процедура деперемежения, в которой число столбцов  $K_{\text{столб.}}$  выбирается равным 100 для устранения корреляционных ошибок, и значения LLR поступают на вход блока декодеров LDPC и BCH. Блок вычисления PER и BER сравнивает переданные и принятые кадры для получения показателей помехоустойчивости системы.

Для оценки эффективности предлагаемого подхода, результаты моделирования будут представлены в плоскости спектральной эффективности  $\beta_F$  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). Спектральная эффективность  $\beta_F$  вычисляется таким образом:

$$\beta_F = (R_{Code} R_{Mod}) / W, \quad (13)$$

где  $R_{Code}$  является суммарной кодовой скоростью кодов LDPC и BCH;  $R_{Mod}$  равно 2 для QPSK и равно 3 для 8PSK; занимаемая полоса  $W$  вычисляется как  $(1 + \beta)\tau / T$ .

Результаты моделирования получены методом Монте-Карло в MATLAB для двух типов импульсов – RRC-импульса и оптимального импульса. В качестве оптимального импульса используются многокомпонентные импульсы, полученные путём решения оптимизационной задачи минимизации коэффициентов парциальной корреляции.

На рисунке 8 каждая точка соответствует одной кодовой скорости LDPC. Слева направо для QPSK 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 8PSK используются кодовые скорости  $[3/5 \ 2/3 \ 3/4 \ 5/6 \ 8/9 \ 9/10]$ . При использовании оптимального импульса №4 спектральная эффективность увеличивается на 10% для каждой кодовой скорости, энергетические потери по сравнению с RRC-импульсами составляют до 0,1 дБ для QPSK и до 0,25 дБ для 8PSK. Вместе это означает, что кривые для импульса №4 находятся выше и правее, чем кривые для RRC-импульса. Большой энергетический проигрыш для случая 8PSK, по-видимому, объясняется тем, что импульс, используемый для 8PSK, короче ( $L = 4$ ), чем импульс, используемый для QPSK, т.е. в случае 8PSK уровень МСИ оказывается больше.

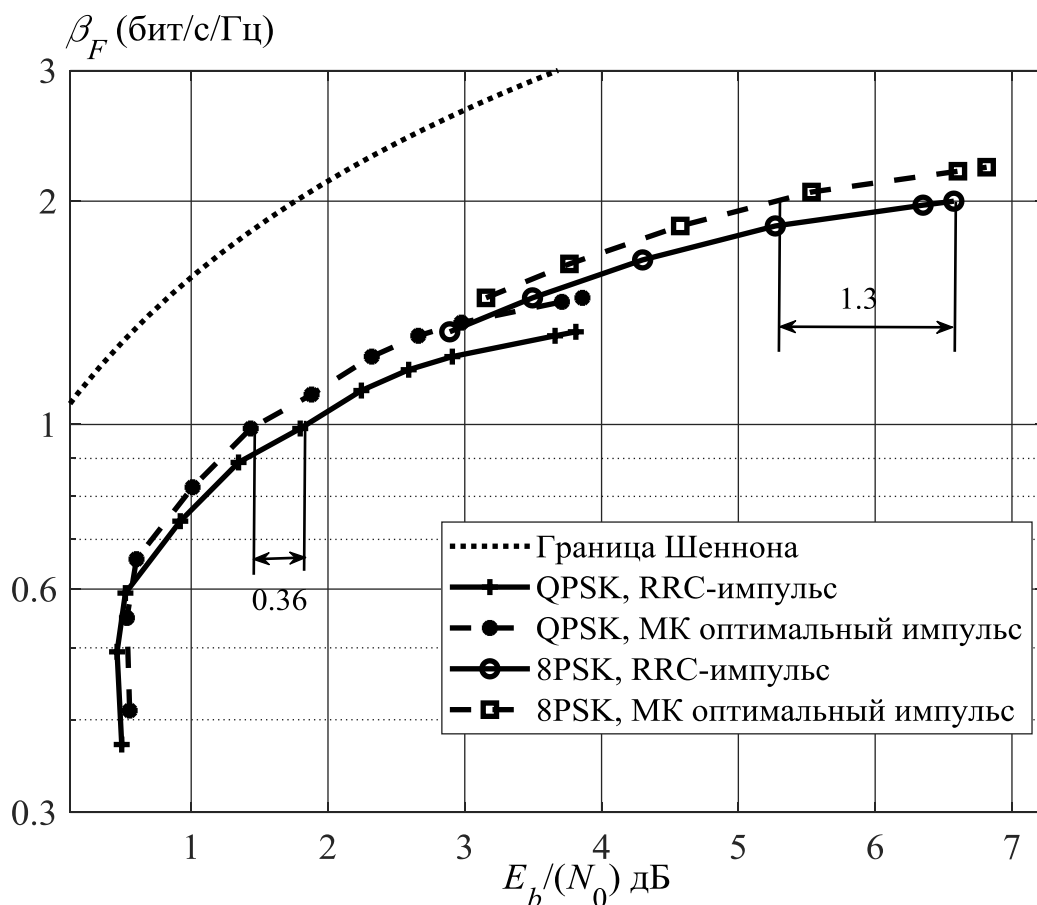


Рис. 8. Эффективность системы DVB-S2 при использовании RRC-импульса и МКС оптимального импульса при повышении спектральной эффективности на 10% (при  $\tau = 0,9$ )

При сравнении результатов, полученных для оптимального импульса №4 с результатами, полученными для традиционных 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.

Теперь рассматривается возможность практического увеличения эффективности работы системы DVB-S2 при использовании спектрально-эффективных оптимальных импульсов с точки зрения увеличения количества каналов передачи. В [18] показано, что при использовании спутниковых ретрансляторов полосы 36 МГц в Европе и приемной антенны диаметром 60 см скорость передачи символов получается 27,5 (МБод) для коэффициента скругления RRC-фильтра  $\beta = 0,35$ . Битовая скорость для информационных данных вычисляется путём умножения количества битов, передаваемых в одном символе, на кодовую скорость. Таким образом, битовые скорости при использовании RRC-импульса представляются на таблице 1. При использовании оптимального импульса, обеспечивающего 10% выигрыш по

спектральной эффективности, битовая скорость увеличивается на 10%. Для каждого случая можно вычислить количество каналов, по которым передаются традиционные кодированные пакеты MPEG-2 со скоростью 4,4 Мбит/с. В таблице 1 показано, что в зависимости от комбинации типов модуляции и кодовых скоростей можно дополнительно передавать до 2 каналов без энергетических потерь при использовании оптимального импульса.

Таблица 1. Расчет количества каналов при использовании RRC-импульса и оптимального импульса, обеспечивающего 10% выигрыш по спектральной эффективности

MODCOD	Битовая скорость для RRC-импульса (бит/с)	Битовая скорость для оптимального импульса (бит/с)	Число каналов RRC-импульса	Число каналов оптимального импульса	Число дополнительных каналов
QPSK 1/4	13,48	14,83	3,06	3,37	0
QPSK 1/3	18,05	19,86	4,10	4,51	0
QPSK 2/5	21,71	23,88	4,93	5,43	+1
QPSK 1/2	27,19	29,91	6,18	6,80	0
QPSK 3/5	32,68	35,95	7,43	8,17	+1
QPSK 2/3	36,36	40,00	8,26	9,09	+1
QPSK 3/4	40,91	45,00	9,30	10,23	+1
QPSK 4/5	43,65	48,01	9,92	10,91	+1
QPSK 5/6	45,50	50,05	10,34	11,38	+1
QPSK 8/9	48,58	53,44	11,04	12,14	+1
QPSK 9/10	49,19	54,11	11,18	12,30	+1
8PSK 3/5	48,95	53,84	11,12	12,24	+1
8PSK 2/3	54,47	59,91	12,38	13,62	+1
8PSK 3/4	61,27	67,40	13,93	15,32	+2
8PSK 5/6	68,16	74,98	15,49	17,04	+2
8PSK 8/9	72,77	80,04	16,54	18,19	+2
8PSK 9/10	73,68	81,05	16,75	18,42	+2

## Заключение

В ходе выполнения работы были достигнуты следующие результаты:

- Предложена методика синтеза формирующих импульсов для одночастотных спектрально-эффективных сигналов по критериям максимизации свободного евклидова расстояния и минимизации максимального коэффициента парциальной корреляции. В качестве дополнительных ограничений используются ограничение спектра по спектральной маске и ограничение по ёмкости. Результаты модулирования показали, что лучшие результаты удаётся достигнуть при использовании минимизации максимального коэффициента парциальной корреляции в качестве критерия оптимальности в условии низких отношениях сигнал/шум. Для таких сигналов при использовании QPSK без помехоустойчивого кодирования возможно увеличить скорость передачи сигналов примерно на 43% ( $\tau = 0,7$ ) без дополнительных энергетических потерь по отношению к сигналам с ортогональными импульсами или на 150% ( $\tau = 0,4$ ) за счет дополнительных энергетических потерь в 4 дБ и усложнения алгоритма приема.

- Рассмотрены алгоритмы приема сигналов с управляемой МСИ: алгоритм Витерби, алгоритм BCJR и их подоптимальные версии. Показано, что при отсутствии помехоустойчивого кода сложность алгоритма BCJR может быть значительно уменьшена (примерно в 32 раза) без дополнительных энергетических потерь путём уменьшения количества сохраняемых состояний решетки в декодере. В связке с высокоэффективным помехоустойчивым кодом, например, LDPC, лучшие результаты показывает традиционный демодулятор BCJR с применением формулы логарифмической аппроксимации.

- Разработка имитационной модели для оценки возможности повышения спектральной эффективности системы DVB-S2 путём перехода от RRC-импульсов к финитным оптимальным импульсам. Показано, что при использовании оптимальных импульсов в системе DVB-S2 можно снизить удельные энергетические затраты на величину до 1,3 дБ при сохранении спектральной

эффективности, либо повысить спектральную эффективность на 14% при сохранении энергетической эффективности.

- Для сигнального созвездия QPSK можно повысить спектральную эффективность на 25%, соответствующий возможности передачи 4 дополнительных ТВ каналов, при энергетических потерях до 0,4 дБ (либо на 43% при энергетических потерях до 1 дБ) по отношению к случаю использования RRC-импульсов.

## Список литературы

1. S. Zavjalov, S. Volvenko, S. Makarov, "A Method for Increasing the Spectral and Energy Efficiency SEFDM Signals," in IEEE Communications Letters, vol. 20, issue 12, pp. 2382-2385, 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. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory. Trans, Am. IEE, 1928, v. 47, No 2.
7. J. E. Mazo. Faster-than-Nyquist signaling, Bell System Technical Journal, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, 1975.
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 Тан Хоанг Фыок // 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. M. Rodrigues and I. Darwazeh, “A spectrally efficient frequency division multiplexing based communications system,” in Proc. 8th Int. OFDM Workshop, Hamburg, 2003, pp. 48–49.
12. Zavialov S., Volvenko S., Makarov S. Duration of nonorthogonal multifrequency signals in the presence of controlled intersymbol interference. Proc. 7th Int. Congr. Ultra Modern Telecommun. Control Syst. Workshops (ICUMT), pp. 49-52, Oct. 2015.
13. Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V.P. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes. 2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking, pp. 1-5, 06 2017.
14. Bahl L. R. et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol rate. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-20, pp. 284–287, Mar. 1974.
15. 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.
16. Kim P., D.G. Oh. Receiver architecture for FTN signaling transmission in DVB-S2. 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conf. (VTC2015-Fall), pp. 1-5, September 2015.
17. Kwon H., Baek M.-S., Yun J., H. Lim, and N. Hur. Design and performance evaluation of DVB-S2 system with FTN signaling. Proc. Int. Conf. Inf. Commun. Technol. Converg. (ICTC), Oct. 2016, pp. 1210–1212.
18. Kim Y.J.D., Bajcsy J., Vargas D. Faster-than-Nyquist broadcasting in Gaussian channels: achievable rate regions and coding. Trans. Commun., vol. 64, no. 3, pp. 1016-1030, 2016.
19. ETSI TR 102 376-1 V1.2.1 (2015-11): “Implementation guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2”.

20. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
21. 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.

**Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы  
(диссертации)**

**Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК**

1. Гельгор, А.Л. Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / Гельгор А.Л., Нгуен Тан Хоанг Фыок // 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 Фыок // Радиотехника. – 2018. – №12, – С. 94-101.
3. Нгуен Тан Хоанг Фыок. 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. 1-14.
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. Accepted.

**Публикации в других изданиях**

6. Нгуен Тан Хоанг Фыок. 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.

Аспирант

Нгуен Тан Хоанг Фыок