

DOI: 10.18721/JCSTCS.12303
УДК 621.391.8

ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ DVB-S2 ПУТЁМ ПРИМЕНЕНИЯ СИГНАЛОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ И ФИНИТНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

Тан Хоанг Фьюк Нгуен, А.Л. Гельгор

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Рассмотрены постановка и решение оптимизационных задач синтеза импульса для многокомпонентных спектрально-эффективных сигналов с учетом заданной спектральной маски. Предложено решение для разных типов оптимизационных задач, включающих максимизацию свободного евклидова расстояния и минимизацию коэффициентов парциальной корреляции. Спектральная маска и другие параметры для помехоустойчивых кодеров LDPC и BCH взяты из стандарта DVB-S2. Разработана имитационная модель системы DVB-S2, в которой RRC-импульсы заменяются полученными финитными оптимальными импульсами для повышения спектральной эффективности системы. По результатам моделирования показано, что переход от RRC-импульсов к многокомпонентным оптимальным импульсам приводит к повышению спектральной эффективности на 10 % при энергетических потерях около 0,1 и 0,25 дБ для QPSK и 8PSK соответственно.

Ключевые слова: спектральная эффективность, сигнал с частичным откликом, оптимальный финитный импульс, многокомпонентные сигналы, DVB-S2.

Ссылка при цитировании: Нгуен Тан Хоанг Фьюк, Гельгор А.Л. Повышение спектральной эффективности DVB-S2 путём применения сигналов с управляемой интерференцией и финитными импульсами // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 3. С. 37–47. DOI: 10.18721/JCSTCS.12303

IMPROVING SPECTRAL EFFICIENCY OF DVB-S2 BY USING SIGNALS WITH CONTROLLED INTERSYMBOL INTERFERENCE AND FINITE PULSES

Tan Hoang Phuoc Nguyen, A.L. Gelgor

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

This paper considers the formulation and solution of the optimization problems for pulse synthesis for multicomponent bandwidth-effective signals taking into account a given frequency mask. A solution is proposed for various types of optimization problems, including maximizing the free Euclidean distance and minimizing the partial correlation coefficients. The frequency mask and other parameters for error correcting LDPC and BCH encoders are taken from the DVB-S2 standard. A simulation model of the DVB-S2 system is proposed, in which RRC pulses are replaced by obtained finite optimal pulses to improve the bandwidth efficiency of the system. The simulation results show that the transition from RRC pulses to multicomponent optimal pulses leads to an increase of bandwidth efficiency by 10 %, but the system suffers the energy losses of about 0.1 and 0.25 dB for QPSK and 8PSK, respectively.

Keywords: bandwidth efficiency, partial response signaling, optimal finite pulses, multi-component signals, DVB-S2.

Citation: Nguyen Tan Hoang Phuoc, Gelgor A.L. Improving spectral efficiency of DVB-S2 by using signals with controlled intersymbol interference and finite pulses. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 3, Pp. 37–47. DOI: 10.18721/JCSTCS.12303

Введение

Одним из ключевых факторов, обуславливающих разработку новых телекоммуникационных систем, является повышение спектральной эффективности. Большинство действующих в настоящее время систем передачи информации используют ортогональные сигналы или, что то же самое, сигналы с полным откликом (Full Response Signaling), например, на основе RRC-импульсов (Root Raised Cosine, форма спектра одного из таких импульсов имеет вид корня из приподнятого косинуса) в случае одночастотных сигналов. Это обеспечивает отсутствие межсимвольной интерференции (МСИ) при приеме сигналов.

В [1–3] для одночастотных систем вместо сигналов с полным откликом предлагается использовать сигналы с частичным откликом (Partial Response Signaling). Возможны два подхода. Первый из них, обычно называемый «Быстрее, чем Найквист» (Faster than Nyquist – FTN), предусматривает увеличение модуляционной скорости при сохранении формы модуляционного импульса, при этом становится невозможным полное устранение МСИ при приеме сигналов. Второй подход, не имеющий особого названия, заключается в сохранении модуляционной скорости и в выборе специальных форм импульса, обеспечивающих высокую степень компактности спектра и одновременно также невозможность полного устранения МСИ при приеме. Заметим, что в обоих вариантах сигналов с частичным откликом добиваются повышения спектральной эффективности, определяемой как отношение скорости передачи информации к ширине занимаемой полосы частот. Сигналы FTN являются частным случаем сигналов с частичным откликом и, таким образом, разница

в названиях нужна лишь для конкретизации особенностей формирования сигналов. Для того чтобы подчеркнуть осознанность отказа от возможности устранения МСИ при приеме, сигналы с частичным откликом часто называют сигналами с управляемой интерференцией.

Из-за наличия управляемой МСИ для приема сигналов с частичным откликом требуются более сложные алгоритмы приема. Долгое время именно невозможность или крайне высокая сложность практической реализации таких алгоритмов была, по-видимому, основным сдерживающим фактором для широкого распространения сигналов с частичным откликом. Однако последние достижения в области электронных компонентов позволяют ожидать скорое начала применения спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ в системах передачи информации.

В работах [4–6] представлены методы поиска оптимальных форм импульса, обеспечивающих максимальную компактность спектра сигналов с частичным откликом при фиксированных энергетических потерях. В качестве меры компактности спектра используется ширина полосы частот, содержащей заданную концентрацию мощности сигнала.

В [10, 11] для сигналов с частичным откликом предложен подход к синтезу оптимальных импульсов, при котором вместо вычисления полосы частот по тому или иному критерию используется спектральная маска для ограничения формы спектра в целом. Однако в силу особенностей постановки оптимизационной задачи отсутствует возможность учета спектральной маски в области $fT > 0,5$, что фактически делает невозможным учет области внеполосных излучений спектральной маски.

В [7] рассмотрены многокомпонентные (МК) сигналы – вариант сигналов с частичным откликом, отличающийся применением финитных импульсов. Для таких сигналов поставлена и решена задача поиска оптимальных импульсов с учетом всей спектральной маски, т. е. теоретически для любых значений fT . На примере маски, взятой из стандарта DVB-S2 [8, 9], показана эффективность такого подхода.

В [12–14] продемонстрирована эффективность применения сигналов FTN для стандарта DVB-S2. Недостатком является необходимость применения крайне вычислительно-сложных алгоритмов демодуляции, в то время как, например, в [7] используются вычислительно-эффективные подоптимальные алгоритмы демодуляции.

В качестве метрики, определяющей помехоустойчивость приема, в работах [4–7] рассмотрено минимальное евклидово расстояние. Однако при таком подходе заданная помехоустойчивость гарантируется только асимптотически, т. е. при очень низких значениях вероятности битовой ошибки (BER, Bit Error Rate) на выходе демодулятора. Очевидно, что при использовании помехоустойчивого кодирования такой подход оказывается несостоятельным, т. к. демодулятор в таких условиях обычно работает в условиях низких отношений сигнал/шум.

В данной статье предлагаются новые критерии для задачи синтеза оптимальных импульсов, обеспечивающие лучшую помехоустойчивость в условиях наличия помехоустойчивого кодирования. Показано, что при использовании получаемых для таких критериев импульсов удастся повысить спектральную эффективность системы DVB-S2 в целом, т. е. для всей сигнально-кодовой конструкции с учетом помехоустойчивого кодирования. При этом, как и в [7], в качестве ограничения спектра используется спектральная маска.

Постановка и решение оптимизационных задач синтеза импульса с учетом частотной маски

Многокомпонентные сигналы. В статье рассматриваются многокомпонентные сигналы [5, 6], т. е. сигналы с финитными

импульсами, длительность которых превосходит длительность T передачи одного символа канального алфавита в целое число раз L . При упоминании таких сигналов можно указывать конкретное число компонент, например, L -компонентные сигналы. В общем случае, с помощью МК-сигналов можно описывать многочастотные сигналы, например, сигналы OFDM и SEFDM [15–17]. Мы опишем одночастотные МК-сигналы. Удобство использования МК-сигналов заключается в том, что в каждой компоненте соседние импульсы не накладываются друг на друга и, таким образом, в каждой компоненте отсутствует МСИ. В целом, в сигнале имеется интерференция только между различными компонентами.

В системе DVB-S2 используются сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией, построенные на основании нефинитных RRC-импульсов. Однако и такие сигналы можно представить как МК-сигналы. Для этого требуется усечь нефинитные RRC-импульсы по длительности по тому или иному критерию.

Можно показать [5], что форма энергетического спектра МК-сигналов определяется только формой импульса $a(t)$:

$$G(f) = \frac{LZ}{T} |F_a(Lf)|^2, \quad (1)$$

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

В [5] в качестве одной из возможных мер управляемой интерференции предложено значение максимального коэффициента парциальной корреляции Partial Correlation (PC):

$$\text{Max PC} = \max_{1 \leq k \leq L} \left\{ \left| \int (1/E_a) a(t)a(t-kT/L) dt \right| \right\}, \quad (2)$$

где E_a – энергия импульса $a(t)$.

Более часто используемой мерой уровня МСИ является свободное евклидово расстояние d_{free} [4]. Квадрат свободного евклидова расстояния вычисляется как минимум квадрата евклидова расстояния

между всеми возможными различными сигналами [7]:

$$d_{free}^2 = \min_n \{d_n^2\}. \quad (3)$$

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 огромного 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 расчет d_{free} при длине импульса $L > 20$ практически невозможно.

Постановка оптимизационных задач для многокомпонентных сигналов. В [5, 6] 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 статье мы предлагаем рассмотреть два критерия оптимальности: максимизацию свободного евклидова расстояния и минимизацию максимальной парциальной корреляции. В обоих случаях вместо ограничения точечных характеристик спектра мы предлагаем использовать ограничение в форме спектральной маски аналогично тому, как это было сделано в [7]. Будем использовать спектральную маску DVB-S2 для значения коэффициента скругления $\beta = 0,35$ [8]. Дополнительно мы предлагаем использовать идею, предло-

женную в [11], для достижения потенциальной емкости используемой маски. Согласно [11], уменьшение разности между нормированным спектром сигнала $G(f)$ и спектральной маской $Mask(f)$ позволяет увеличивать спектральную эффективность. Однако одновременно это приводит к энергетическим потерям. Мы будем контролировать разность спектра сигнала и спектральной маски путем введения соответствующего дополнительного ограничения в оптимизационных задачах, называемого «ограничение емкости».

Аналогично тому, как это делалось в [5, 6], мы снова вместо поиска оптимального импульса $a(t)$ будем выполнять поиск коэффициентов его разложения в усеченный ряд Фурье:

$$a(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} \left(c_k \cos\left(\frac{2\pi}{T}kt\right) + s_k \sin\left(\frac{2\pi}{T}kt\right) \right), \quad (4)$$

где $(2K - 1)$ – количество коэффициентов разложения. Все характеристики МК-сигналов можно выразить через коэффициенты разложения c_k и s_k [7].

По-видимому, невозможно установить ограничение значений спектра сигнала для непрерывного диапазона частот, поэтому мы будем выбирать достаточно большое число N_f точек, расположенных равномерно на частотном интервале $0 \leq fT \leq 6$, в которых будем проверять выполнение ограничения спектральной маски:

$$G(f_i T) \leq Mask(\tau f_i T), \quad i = 0, 1, \dots, N_f - 1, \quad (5)$$

где $Mask(f)$ – непрерывная функция спектральной маски, описанная в стандарте DVB-S2.

Для повышения спектральной эффективности предлагается уменьшить длительность тактового интервала, определенную стандартом, т. е. перейти от значения T к значению τT , где $0 < \tau < 1$, и при этом 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.

Ограничение емкости, связанное с разностью между маской и спектром сигнала, можно описать следующим образом:

$$\sum_{f_i} |Mask(\tau f_i T) - G(f_i T)| \leq P, \quad i=0, 1, \dots, N_f - 1, \quad (6)$$

где константа P может варьироваться при решении оптимизационной задачи.

Оценка помехоустойчивости полученных сигналов. Мы использовали следующие значения параметров оптимизационных задач: длительность импульса $L=8$ и сигнальное созвездие QPSK или $L=4$ и сигнальное созвездие 8PSK, количество коэффициентов разложения в усеченный ряд Фурье $K=30$, значение коэффициента сжатия спектральной маски $\tau=0,9$ (что соответствует выигрышу 10% в спектральной эффективности). Полученные нелинейные оптимизационные задачи с нелинейными ограничениями решены с использованием функции `fminimax` в MATLAB.

Проанализируем результаты решения для случая $L=8$ и сигнального созвездия QPSK. 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 BER) соответствует приему сигналов без энергетических потерь. Импульс 3 и импульс 4 являются решением задачи 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: MaxPC для импульсов 3 и 4 равны 0,15 и 0,06 соответственно. Заметим, что минимально возможное значение MaxPC равно нулю и соответствует сигналам с полным откликом. На рис. 1 показан сам импульс 4, его спектр, т.е. спектр МК-сигнала, и сжатая спектральная маска.

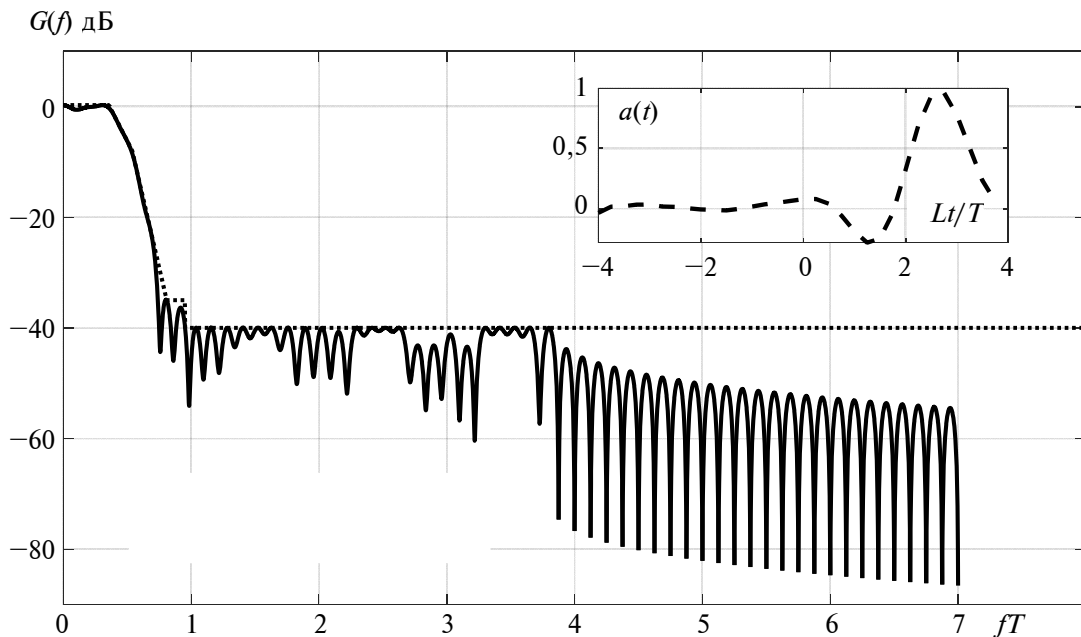


Рис. 1. Импульс 4, его спектр и сжатая спектральная маска
(—) — спектр сигнала; (.....) — спектральная маска

Fig. 1. Impulse 4, its spectrum and compressed spectral mask

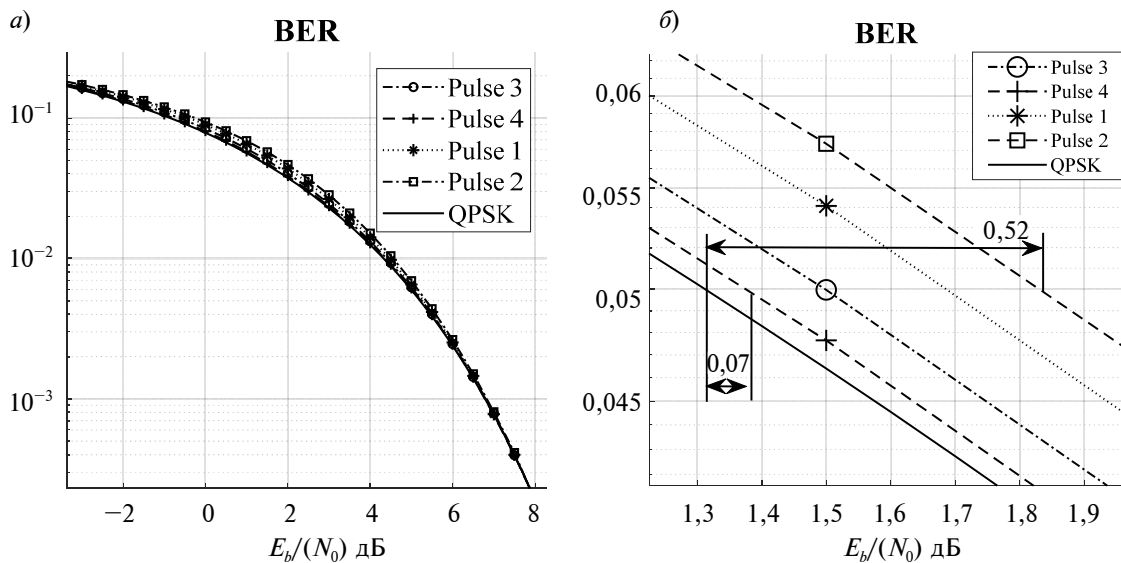


Рис. 2. Кривые помехоустойчивости для QPSK с полученными оптимальными импульсами

Fig. 2. Immunity curves for QPSK with optimal pulses obtained

Для оценки помехоустойчивости полученных импульсов использовано имитационное моделирование со следующими параметрами: сигнальное созвездие QPSK, канал с АБГШ, сигналы передавались кадрами по 64 800 бит без помехоустойчивого кодирования, для приема взят демодулятор на основе алгоритма ВСJR (можно также использовать подоптимальные версии [18–21]).

Как следует из анализа рис. 2 а, в первом приближении все импульсы имеют почти одинаковую помехоустойчивость, и все кривые близки к теоретической кривой для приема сигналов с QPSK. Однако из рис. 2 б видно, что в области низких значений E_b/N_0 импульс 4 является наилучшим, т. к. 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. Аналогичные результаты были получены для случая $L = 4$ и сигнального созвездия 8PSK.

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.

Имитационная модель модифицированной системы DVB-S2

В системе DVB-S2 определен большой набор комбинаций типов сигнального созвездия (QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK), кодирования с исправлением ошибок (BCH, LDPC) и других опций для обеспечения функционирования с заданным качеством в различных областях применения от широкоэвещательных до интерактивных и профессиональных услуг. Для широкоэвещательных приложений обычно рекомендуется использовать сигнальные созвездия QPSK и 8PSK с длиной кодового слова LDPC кода, равной 64 800 бит. В качестве формирующих фильтров используются RRC-фильтры (т. е. с импульсной характеристикой вида RRC-импульса) с различными коэффициентами скругления. Мы предлагаем заменить RRC-фильтры на фильтры с импульсной характеристикой, полученной путем решения оптимизационной задачи (например, импульс 4) и добиться тем самым повышения спектральной эффективности с минимальными энергетическими потерями.

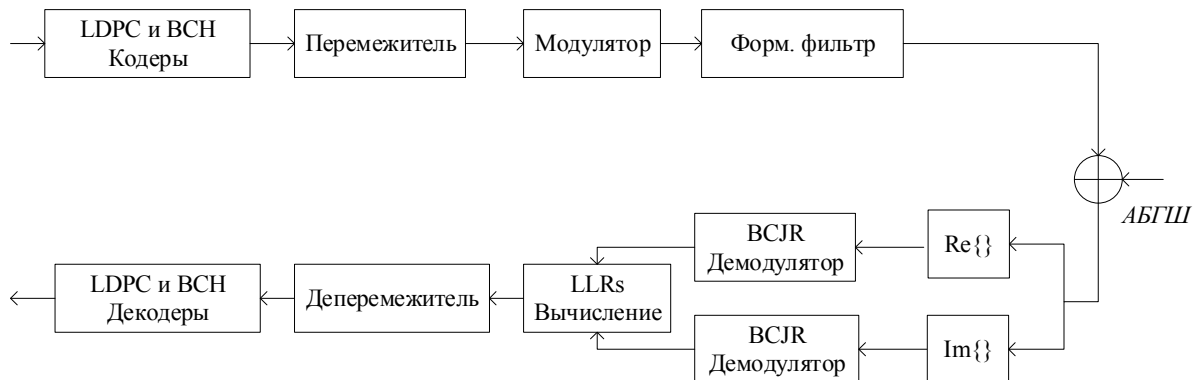


Рис. 3. Имитационная модель модифицированной системы DVB-S2 при использовании оптимальных импульсов

Fig. 3. Simulation model of a modified DVB-S2 system using optimal pulses

На рис. 3 представлена упрощенная имитационная модель модифицированной системы DVB-S2. В блоке формирующего фильтра RRC-импульсы заменяются финитными оптимальными импульсами. Демодулятор BCJR заменяет 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.

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 – PER). Спектральная эффективность β_F вычисляется следующим образом:

$$\beta_F = (R_{Code} R_{Mod}) / W, \quad (7)$$

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

Обсуждение результатов

Результаты моделирования получены методом Монте-Карло в MATLAB для двух типов импульсов – RRC-импульса и оптимального импульса; сигнальное созвездие QPSK и 8PSK; кодовые скорости LDPC от 1/4 до 9/10. Для получения достоверных результатов расчет оценки вероятности ошибки в каждой точке кривой помехоустойчивости проводился до тех пор, пока не накопили тысячу ошибочных пакетов и тысячу ошибочных бит.

На рис. 4 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 – 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. Бóльший энергетический проигрыш для случая 8PSK, по-видимому, объясняется тем, что импульс, используемый для 8PSK, короче ($L = 4$), чем импульс, используемый для QPSK. То есть в случае 8PSK уровень МСИ оказывается больше.

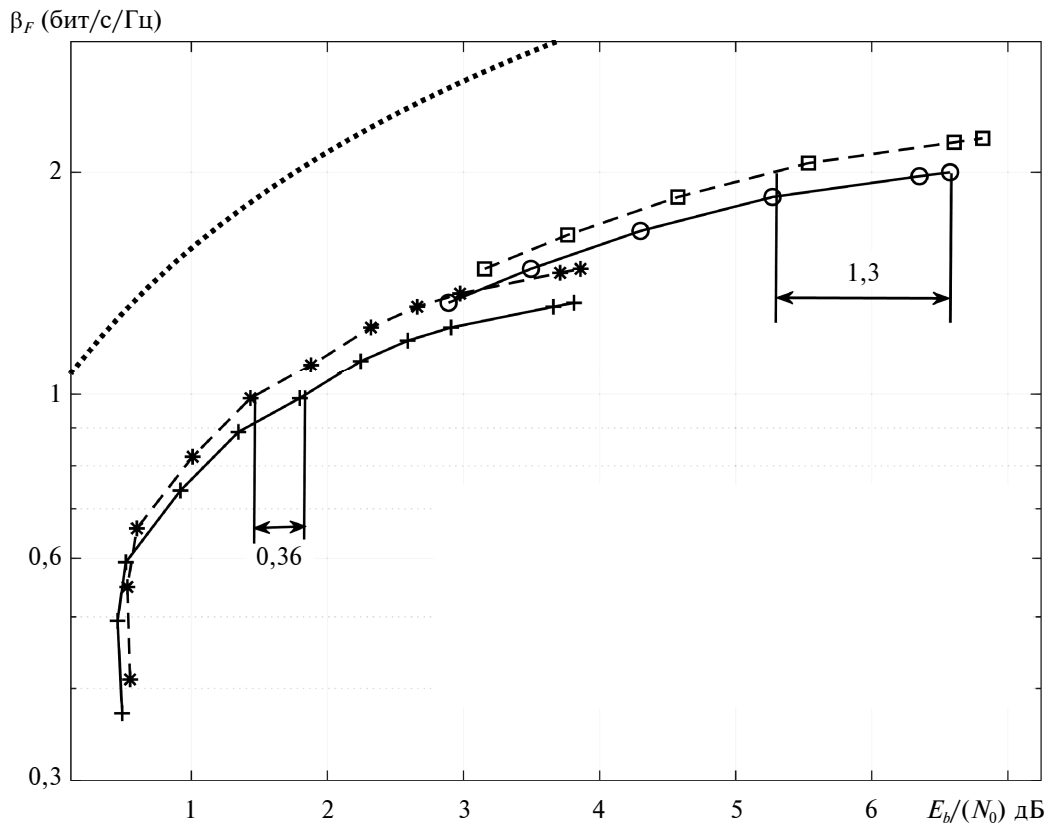


Рис. 4. Эффективность системы DVB-S2 при использовании RRC-импульса и оптимального финитного импульса

(.....) – граница Шеннона; (—+) – QPSK, RRC-импульс; (—*—) – QPSK, МК оптимальный импульс; (—o—) – 8PSK, RRC-импульс; (—□—) – 8PSK, МК оптимальный импульс

Fig. 4. DVB-S2 System Efficiency Using RRC Pulse and Optimal Compact Pulse

При сравнении результатов, полученных для оптимальных импульсов, 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.

Выводы

Рассмотрены постановка и решение задачи поиска оптимальных финитных импульсов для повышения спектральной эффективности системы цифрового спутникового вещания DVB-S2. Показано, что лучшие результаты удается достигнуть при использовании в качестве критерия опти-

мальности минимизации максимального коэффициента парциальной корреляции. Традиционный подход, связанный с максимизацией свободного евклидова расстояния, показывает худшие результаты. В качестве дополнительного ограничения используется спектральная маска DVB-S2 и требование минимизации отклонения спектра сигналов от спектральной маски. Показано, что при использовании полученных 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 10 % при энергетических потерях до 0,25 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Liveris D., Georghiades C.N.** Exploiting faster-than-Nyquist signaling // *IEEE Transactions on Communications*. 2003. Vol. 51. Iss. 9. Pp. 1502–1511.
2. **Fan J., Gou S.** Faster-than-Nyquist signaling: An overview // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. Pp. 1925–1940 // URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7845669>
3. **Anderson J.B., Rusek F., Owall V.** Faster than Nyquist signaling // *Proc. of the IEEE*. 2013. Vol. 101. Iss. 8. Pp. 1817–1830.
4. **Said A., Anderson J.B.** Bandwidth-efficient coded modulation with optimized linear partial-response signals // *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1998. Pp. 701–713, 1998.
5. **Гельгор А.Л., Горлов А.И., Попов Е.А.** Преодоление «барьера» Найквиста при использовании одночастотных неортогональных многокомпонентных сигналов // *Радиотехника*. 2015. № 1. С. 32–48.
6. **Гельгор А.Л., Горлов А.И., Нгуен Ван Фе.** Использование оптимальных финитных импульсов как способ наилучшего введения управляемой межсимвольной интерференции // *Радиотехника*. 2016. № 12. С. 112–120.
7. **Гельгор А.Л., Нгуен Тан Хоанг Фьюк.** Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски // *Радиотехника*. 2018. № 12. С. 45–53.
8. **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 // URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_60/en_30230701v010401p.pdf
9. **Draft ETSI EN 302 307-2 v1.1.1 (2014-10):** 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 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X) // URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230702/01.01.01_20/en_30230702v010101a.pdf
10. **Davidson T.N., Zhi-Quan Lu, Wong K.M.** Orthogonal pulse shape design via semidefinite programming // *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2000. Vol. 48. Pp. 1433–1445.
11. **Shan Wen, Guanghui Liu.** Optimal precoding based spectrum compression for faster-than-Nyquist signaling // 2018 *IEEE Internat. Symp. on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*. 2018. Pp. 1–5.
12. **Kim P., Oh D.-G.** Receiver architecture for FTN signaling transmission in DVB-S2 // 2015 *IEEE 82nd Vehicular Technology Conf. (VTC2015-Fall)*. 2015. Pp. 1–5.
13. **Kwon H., Baek M.-S., Yun J., Lim H., Hur N.** Design and performance evaluation of DVB-S2 system with FTN signaling // *Proc. Int. Conf. Inf. Commun. Technol. Converg.* 2016. Pp. 1210–1212.
14. **Kim Y.J.D., Bajcsy J., Vargas D.** Faster-than-Nyquist broadcasting in Gaussian channels: achievable rate regions and coding // *Trans. Commun.* 2016. Vol. 64. No. 3. Pp. 1016–1030.
15. **Zavjalov S., Volvenko S., Makarov S.** A method for increasing the spectral and energy efficiency SEFDM signals // *IEEE Communications Letters*. 2016. Vol. 20. Iss. 12. Pp. 2382–2385.
16. **Zavjalov 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*. 2015. Pp. 49–52.
17. **Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V.P.** Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes // 2017 *IEEE Internat. Black Sea Conf. on Communications and Networking*. 2017. Pp. 1–5.
18. **Bahl L.R., et al.** Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol rate // *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1974. Vol. IT-20. Pp. 284–287.
19. **Balachandran K., Anderson J.B.** Reduced complexity sequence detection for nonminimum phase intersymbol interference channels // *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1997. Pp. 275–280.
20. **Haifeng Y., Ming-Wei Wu.** A modification of the BCJR algorithm over the flat fading channel and its application to turbo decoding // *Proc. Int. Conf. IEEE/CIC*. 2017 // URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8330429>
21. **Jorge A., Benjamin J.** A BCJR-based turbo equalizer for multicarrier time-varying fading channels // *Proc. Int. Conf. CISS (IEEE)*. 2017 // URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7926130>
22. **Nguyen V.P., Gelgor A., Gorlov A.** An intentional introduction of ISI combined with signal constellation size increase for extra gain in bandwidth efficiency // *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems*. Springer, 2017. Pp. 644–652.

Статья поступила в редакцию 05.08.2019.

REFERENCES

1. **Liveris D., Georghiades C.N.** Exploiting faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, Vol. 51, Iss. 9, Pp. 1502–1511.
2. **Fan J., Gou S.** Faster-than-Nyquist signaling: An overview. *IEEE Access*, 2017, Vol. 5, Pp. 1925–1940. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7845669>
3. **Anderson J.B., Rusek F., Owall V.** Faster than Nyquist signaling. *Proceedings of the IEEE*, 2013, Vol. 101, Iss. 8, Pp. 1817–1830.
4. **Said A., Anderson J.B.** Bandwidth-efficient coded modulation with optimized linear partial-response signals. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1998, Pp. 701–713.
5. **Gelgor A.L., Gorlov A.I., Popov E.A.** Exceeding the «nyquist barrier» by single-carrier nonorthogonal multicomponent signals. *Radiotekhnika*, 2015, No. 1, Pp. 32–48.
6. **Gelgor A.L., Gorlov A.I., Nguyen Van Fe.** Optimal finite pulses as the best way to introduce intersymbol interference. *Radiotekhnika*, 2016, No. 12, Pp. 112–120.
7. **Gelgor A.L., Nguyen Tan Khoang Fyok.** Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничений в виде спектральной маски [New pulses for bandwidth-efficient modulation optimized for spectrum mask]. *Radiotekhnika*, 2018, No. 12, Pp. 45–53.
8. 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. Available: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_60/en_30230701v010401p.pdf
9. Draft ETSI EN 302 307-2 v1.1.1 (2014-10): 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 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X). Available: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230702/01.01.01_20/en_30230702v010101a.pdf
10. **Davidson T.N., Zhi-Quan Lu, Wong K.M.** Orthogonal pulse shape design via semidefinite programming. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, Vol. 48, Pp. 1433–1445.
11. **Shan Wen, Guanghui Liu.** Optimal precoding based spectrum compression for faster-than-nyquist signaling. *2018 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, 2018, Pp. 1–5.
12. **Kim P., Oh D.-G.** Receiver architecture for FTN signaling transmission in DVB-S2. *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference*, Pp. 1–5.
13. **Kwon H., Baek M.-S., Yun J., Lim H., Hur N.** Design and performance evaluation of DVB-S2 system with FTN signaling. *Proceedings International Conference Inf. Commun. Technol. Converg*, 2016, Pp. 1210–1212.
14. **Kim Y.J.D., Bajcsy J., Vargas D.** Faster-than-Nyquist broadcasting in Gaussian channels: achievable rate regions and coding. *Trans. Commun.*, 2016, Vol. 64, No. 3, Pp. 1016–1030.
15. **Zavjalov S., Volvenko S., Makarov S.** A method for increasing the spectral and energy efficiency SEFDM signals. *IEEE Communications Letters*, 2016, Vol. 20, Iss. 12, Pp. 2382–2385.
16. **Zavjalov S., Volvenko S., Makarov S.** Duration of nonorthogonal multifrequency signals in the presence of controlled intersymbol interference. *Proceedings 7th International Conference Ultra Modern Telecommun. Control Syst. Workshops*, 2015, Pp. 49–52.
17. **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*, 2017, Pp. 1–5.
18. **Bahl L.R., et al.** Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol rate. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1974, Vol. IT-20, Pp. 284–287.
19. **Balachandran K., Anderson J.B.** Reduced complexity sequence detection for nonminimum phase intersymbol interference channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1997, Pp. 275–280.
20. **Haifeng Y., Ming-Wei Wu.** A modification of the BCJR algorithm over the flat fading channel and its application to turbo decoding. *Proceedings International Conference IEEE/CIC*, 2017. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8330429>
21. **Jorge A., Benjamin J.** A BCJR-based turbo equalizer for multicarrier time-varying fading channels. *Proceedings International Conference CISS (IEEE)*, 2017. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7926130>

22. **Nguyen V.P., Gelgor A., Gorlov A.** An intentional introduction of ISI combined with signal constellation size increase for extra gain in bandwidth efficiency. *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems*. Springer, 2017, Pp. 644–652.

Received 05.08.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

НГУЕН Тан Хоанг Фьюк
NGUYEN Tan Hoang Phuoc
E-mail: nguyentanhoangphuoc@gmail.com

ГЕЛЬГОР Александр Леонидович
GELGOR Aleksandr L.
E-mail: agelgor@spbstu.ru