

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

На правах рукописи

Нгуен Ван Фе

**Повышение скорости передачи информации при использовании
многочастотных сигналов путём использования оптимальных спектральных
импульсов**

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 Ван Фе

Научный руководитель: доцент., к.т.н.

Гельгор Александр Леонидович

Санкт Петербург – 2018

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:

Гольдин Александр Анатольевич,
к.ф.-м.н., ген. дир. ООО «Аланго-
Технологии»

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

В настоящее время большинство современных телекоммуникационных стандартов используют сигналы без межсимвольной интерференции МСИ, что обеспечивает возможность использования вычислительно простых алгоритмов поэлементного приёма. Однако, среди возможных вариантов для применения в перспективных стандартах связи рассматриваются сигналы SEFDM, которые отличаются от известных сигналов OFDM тем, что частотный разнос между поднесущими выбирается меньше, чем требуется для выполнения условия устранения МСИ.

Имеется множество публикаций, посвящённых вычислительно эффективным алгоритмам формирования и приёма таких сигналов. Для формирования SEFDM сигнала популярным является алгоритм, который отличается от формирования OFDM только тем, что после выполнения ОБПФ отбрасываются несколько отсчётов сигнала [1]. В качестве алгоритма приёма, рассматриваются, в основном, модификации алгоритма полного перебора, например [2], [3], высокая вычислительная сложность которых позволяет работать только с не большим количеством поднесущих.

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.

Цель и задачи исследования

Целью работы является увеличение спектральной эффективности при использовании многочастотных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией МСИ путём использования оптимальных спектральных импульсов и подоптимальных алгоритмов при приёме.

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

1. Разработка методики формирования и обработки многочастотных сигналов с неортогональными поднесущими.
2. Оптимизация формы спектрального импульса для минимизации энергетических потерь при фиксированной длительности сигнала.
3. Разработка вычислительно-эффективных алгоритмов обработки многочастотных сигналов с управляемой МСИ в спектральной области.
4. Разработка структурной схемы модема для передачи информации с использованием сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
5. Разработка имитационной модели для оценки помехоустойчивости приёма сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
6. Проведение имитационного эксперимента по приёму сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM с целью оценки их эффективности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

Научная новизна

1. Предложена методика формирования сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM сигналов с неортогональными поднесущими.
2. Предложена методика обработки сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
3. Предложена методика синтеза оптимальных импульсов для многочастотных сигналов по критерию максимального евклидова расстояния, при наличии дополнительных ограничений на длительность, в которой сосредоточено 99% энергии импульса.
4. Определён выигрыш в величине свободного евклидова расстояния при увеличении уровня МСИ для сигналов с оптимальными импульсами.
5. Определён проигрыш подоптимального алгоритма при демодуляции сигналов с управляемой МСИ по сравнению с оптимальными алгоритмами.
6. Определена степень улучшения спектральной эффективности сигналов PR-SEFDM с использованием алгоритма Max-Log-M-BCJR по сравнению с сигналами OFDM.

Теоретическая и практическая значимость

Предложенная методика формирования и обработки многочастотных сигналов с использованием импульсами RRC и оптимальными импульсами на поднесущих позволяет повысить спектральную эффективность при незначительных дополнительных потерях в энергетической эффективности.

Использование алгоритма M-BCJR позволяет уменьшать вычислительную сложность при приёме сигналов с МСИ. Дополнительно, алгоритм M-BCJR выдает мягкие решения на выход демодулятора, что позволяет реализовать итеративную обработку при приёме.

Апробация работы

Результаты работы представлены в журнале «Радиотехника» – 2016, 2017, на трёх международных конференциях DSPA – 2016, 2017, 2018, на международных конференциях “International Conference on Advanced Technologies for Communications” ATC – 2016, “Black Sea Conference on Communications and Networking” BlackSeaCom – 2017, “International Conference on Next Generation Wired/Wireless Advanced Network and Systems” NEW2AN – 2016, 2017.

Публикации

1. Gorlov, A. Root-raised cosine versus optimal finite pulses for Faster-than-Nyquist generator / A. Gelgor, Van Phe Nguyen // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. – 2016. Springer International publishing. – pp 628-640.
2. Горлов, А.И. Использование оптимальных финитных импульсов как способ наилучшего введения управляемой межсимвольной интерференции / Гельгор А.Л, Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2016. – №12, – С. 112-120.
3. Van Phe Nguyen. An intentional introduction of ISI combined with signal constellation size increase for extra gain in bandwidth efficiency / A. Gorlov, A. Gelgor // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. – 2017. Springer International Publishing. – pp 644-652.

4. Нгуен Ван Фе. Достижение максимальной спектральной эффективности путём одновременного увеличения размера сигнального созвездия и введения управляемой межсимвольной интерференции / Горлов А.И, Гельгор А.Л // Радиотехника. – 2018. – №1, – С. 42-48.

5. Gelgor, A. The design and performance of SEFDM with the Sinc-to-RRC modification of subcarriers spectrums / A. Gorlov, Van Phe Nguyen // Advanced Technologies for Communications (ATC), 2016 IEEE International Conference on. pp. 65-69.

6. Gelgor, A. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes / A. Gorlov, Van Phe Nguyen // Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 2017 IEEE International. pp. 1-5.

7. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности SEFDM путем замены спектральных sinc-импульсов на RRC-импульсы / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2016. – №12, – С. 105-111.

8. Гельгор, А.Л. Повышение спектральной и энергетической эффективности сигналов SEFDM путём использования оптимальных импульсов в качестве формы спектров поднесущих / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2017. – №1, – С. 49-56.

9. Нгуен Ван Фе. Сравнение эффективности М-алгоритма и алгоритма Витерби при приёме сигналов с частичным откликом / Горлов А.И, Гельгор А.Л, Попов Е.А // 18-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2016», Т1, с. 78-83, Москва, 2016 г.

10. Гельгор, А.Л. Сравнение эффективности сигналов Faster-than-Nyquist и оптимальных многокомпонентных сигналов / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // 19-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017», Т1, с. 101-106, Москва, 2017 г.

11. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности сигналов SEFDM путём использования RRC-импульсов в качестве формы спектра поднесущих / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // 19-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017», Т1, с. 101-106, Москва, 2017 г.

12. Нгуен Ван Фе. Повышение спектральной эффективности сигналов с управляемой МСИ путём увеличения размера сигнального созвездия / Горлов А.И, Гельгор А.Л // 20-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2018», Т1, с. 101–106, Москва, 2018 г.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение.....	9
Цель и задачи.....	10
Методика синтеза оптимальных импульсов.....	11
Методика формирования и обработки сигналов с неортогональными поднесущими	14
Алгоритм приёма сигналов с МСИ.....	21
Имитационная модель для оценки помехоустойчивости приёма сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.....	26
Оценка эффективности сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.....	28
Заключение	30
Список литературы.....	31
Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы (диссертации).....	32

Введение

Сигнал SEFDM представляет собой совокупность одночастотных компонент, частотный разнос между которыми выбирается меньше, чем требуется для выполнения условия устранения МСИ. Идея формирования сигналов SEFDM аналогична идее формирования сигналов sinc-FTN. Отличие заключается лишь в том, что формирование сигналов SEFDM выполняется в спектральной, а не во временной области. В каждой одночастотной компоненте используется прямоугольный временной импульс, соответственно спектр имеет вид sinc-импульса. Такие сигналы будем называть sinc-SEFDM.

Предложено использовать RRC-импульса в месте sinc-импульса, соответствующие сигналы будем называть RRC-SEFDM. Идея формирования сигналов RRC-SEFDM заключается в том, чтобы выполнять в спектральной области действия, аналогичные формированию сигналов RRC-FTN во временной области. Для этого нужно воспринимать спектральные отсчёты, как временные, и сам спектр воспринимать как сигнал.

Дополнительно предлагается рассмотреть возможность предельного повышения спектральной эффективности путём применения оптимальных спектральных импульсов. Соответствующая оптимизационная задача должна иметь критерием повышение спектральной эффективности при фиксировании энергетических потерь либо наоборот.

Цель и задачи

Целью работы является увеличение спектральной эффективности многочастотных сигналов при небольшой дополнительной потере в энергетической эффективности, которые достигается путём использования модифицированных импульсов в качестве формы поднесущих и алгоритма приёма с низкой вычислительной сложности.

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

1. Разработка методики формирования и обработки многочастотных сигналов с неортогональными поднесущими.
2. Оптимизация формы спектрального импульса для формирования сигнала в условиях ограниченной длительности сигнала с дополнительным ограничением уровня МСИ, что должно позволить повысить спектральную эффективность.
3. Разработка вычислительно-эффективных алгоритмов приёма сигналов с управляемой МСИ.
4. Разработка структурной схемы модема для передачи и приёма информации с использованием сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
5. Разработка имитационной модели для оценки помехоустойчивости приёма сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
6. Проведение имитационного эксперимента по приёму сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM с целью оценки их эффективности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

Методика синтеза оптимальных импульсов

Приведём методику нахождения оптимальных импульсов, использованную для одночастотных сигналов [4]. Пусть искомым дискретный оптимальный импульс b_n состоит из L отсчётов, тогда непрерывный импульс $a(t)$, соответствующий импульсной характеристике формирующего фильтра, можно получать в результате интерполяции

$$a(t) = \sum_{n=0}^{L-1} b_n \psi(t - nT), \quad (1)$$

где $\psi(t)$ – интерполяционная функция, например, одна из функций семейства корень из приподнятого косинуса. На рис. 1 представлена структурная схема формирователя непрерывного импульса $a(t)$, который состоит из трёх частей: формирователь дискретного оптимального импульса b_n ; цифро-аналоговый преобразователь ЦАП и интерполирующий фильтр с импульсной характеристикой $\psi(t)$.

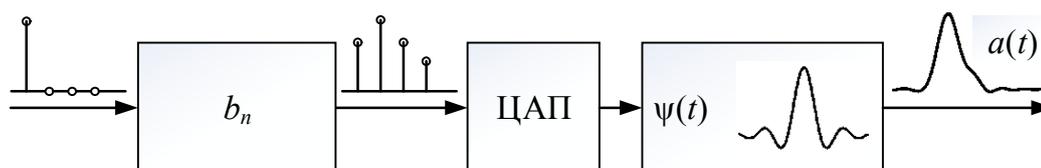


Рис. 1. Структурная схема модели формирования импульса $a(t)$

Комплексная огибающая сигнала с МСИ получается в результате линейной фильтрации

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k a(t - kT), \quad (2)$$

где C_k – последовательность символов из используемого сигнального созвездия размерностью M_C . Тогда возможна постановка и решение оптимизационной задачи для нахождения отсчетов АКФ $g_b[k]$ импульса длиной L , позволяющей получить максимальное значение $d_{\text{св}}^2$ для выбранного типа сигнального созвездия и фиксированной нормированной полосы частот $W_c T$, содержащей долю ϵ энергии сигнала.

$$d_{\text{св}}^2(W) = \max_{x, g_b}(x), \quad (3)$$

ограничения:

- Квадрат евклидова расстояния между рассматриваемыми сигналами

$$d^2(\xi) = (g_b * \mu_\xi)[0] = \mu_\xi[0]g_b[0] + 2 \sum_{k=1}^L \operatorname{Re}\{\mu_\xi^*[k]g_b[k]\}, \quad (4)$$

где: $g_b[k]$ – АКФ от импульса b_n ,

$\mu_\xi[k] = (g_\xi^* g_\psi)[k]$ – свёртка от двух АКФ,

$\xi_k = \sqrt{\frac{\log_2 M_C}{2\sigma_C^2}} (C_k^{(1)} - C_k^{(2)})$ – нормированная ошибка.

- Единичная энергия импульса

$$g_a[0] = \int_{-\infty}^{\infty} |F_a(f)|^2 df = 1, \quad (5)$$

где: $F_a(f)$ – спектр импульса $a(t)$

- Нужная концентрация энергии

$$BCE(W) = \sum_k \chi_W[k]g_b[k] = \varepsilon, \quad (6)$$

где $\chi_W[k]$ – импульсная характеристика фильтра, имеющего АЧХ в виде прямоугольника с шириной W :

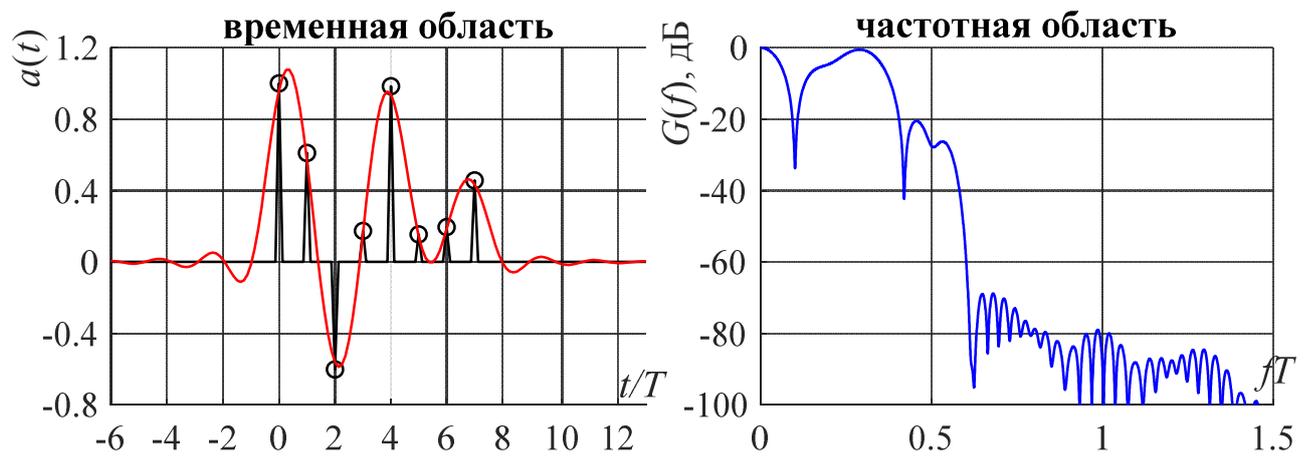
$$\chi_W[k] = \int_{-W/2}^{W/2} |\Psi(f)|^2 e^{j2\pi kfT} df, \quad (7)$$

- Условие существования импульса с искомой АКФ, а именно, энергетический спектр импульса (равный преобразованию Фурье от АКФ) должен быть положительным во всех точках:

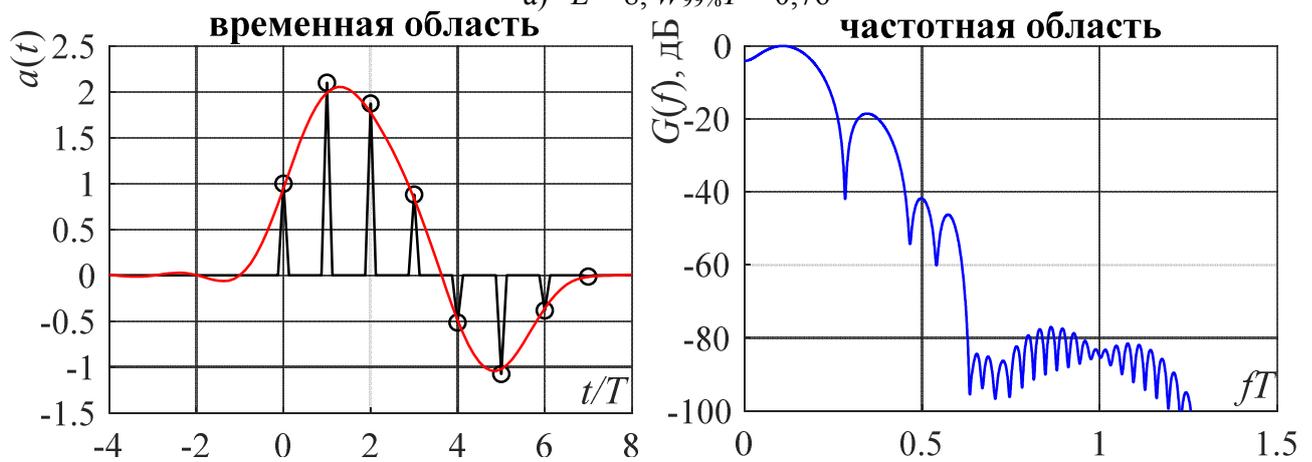
$$\sum_{k=-L}^L g_b[k] \exp(-j2\pi kfT) \geq 0, \quad (8)$$

Решением оптимизационной задачи являются отсчёты оптимальной АКФ и значение максимального свободного евклидова расстояния. Восстановление отсчётов оптимального импульса из полученной оптимальной АКФ производится при анализе корней полинома $G_b(z)$, который является её z -преобразованием

На рис. 2 представлены примеры оптимальных импульсов для сигнального созвездия АИМ-2, и соответствующие энергетические спектры.



a) $L = 8$, $W_{99\%}T = 0,76$



b) $L = 8$; $W_{99\%}T = 0,5$

Рис. 2. Примеры оптимальных импульсов для сигнального созвездия АИМ-2

Методика формирования и обработки сигналов с неортогональными поднесущими

Сигналы RRC-SEFDM

Комплексная огибающая RRC-SEFDM-сигнала $x(t)$ может быть записана следующим образом:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} C_k^{(n)} a(t - k(1 + \beta)T) \exp(j2\pi n \Delta f (t - k(1 + \beta)T)), \quad (9)$$

где $(1 + \beta)T$ – длительность символа RRC-SEFDM; N – количество поднесущих частот, $C_k^{(n)}$ – модуляционный канальный символ n -ой поднесущей k -го SEFDM-символа; $\Delta f = \alpha/T$ – частотное разнесение соседними поднесущими частотами; α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, $\alpha \in (0, 1]$, для сигнала с OFDM значение $\alpha = 1$. $a(t)$ – финитный импульс

$$a(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{T}{2}(1 - \beta), \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{\beta T} \left[|t| - \frac{T}{2}(1 - \beta) \right] \right) \right]}, & \frac{T}{2}(1 - \beta) \leq |t| \leq \frac{T}{2}(1 + \beta), \\ 0, & \frac{T}{2}(1 + \beta) < |t|. \end{cases} \quad (10)$$

Для сигналов OFDM значение $\alpha = 1$, $\beta = 0$. Для $\beta = 0$ сигналы RRC-SEFDM соответствуют традиционным сигналам sinc-SEFDM.

При приёме сигналов RRC-SEFDM необходимо повысить частоту дискретизации в спектральной области в K раз для удовлетворения теоремы Котельникова. Минимально необходимо $K = 1$ для $\beta = 0$ и $K = 2$ для $\beta > 0$; k – номер символа SEFDM.

Запишем алгоритмы формирования и обработки сигналов RRC-OFDM.

Предварительные вычисления:

- В массив-столбец \mathbf{A} размером KN_{FFT} записываются отсчёты RRC-импульса $a_{RRC}(nT - KN_{FFT}T/2, \beta)$, $n = 0, 1, \dots, KN_{FFT} - 1$.

где:

$$a_{\text{RRC}}(t, \beta) = \frac{1}{T} \frac{\sin\left[\pi \frac{t}{T}(1-\beta)\right] + 4\beta \frac{t}{T} \cos\left[\pi \frac{t}{T}(1+\beta)\right]}{\pi \frac{t}{T} \left[1 - \left(4\beta \frac{t}{T}\right)^2\right]}, \quad (11)$$

- $\mathbf{B} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{A}$ – импульс во временной области, соответствующий RRC-импульсу в частотной области, \mathbf{F} – матрица ДПФ:

$$\mathbf{F} = \exp(-j2\pi \mathbf{k}^T \mathbf{k} / KN_{\text{FFT}}) / \sqrt{KN_{\text{FFT}}}, \quad (4.4)$$

$$\mathbf{k} = [-KN_{\text{FFT}}/2, \dots, KN_{\text{FFT}}/2 - 1]^T.$$

- Первые и последние $(K-2)N_{\text{FFT}}/2 + N_{\text{ZS}}$ значений массива \mathbf{B} обнуляются, образуя массив \mathbf{C} .
- $\mathbf{D} = \mathbf{F}\mathbf{C}$ – спектральный импульс, соответствующий импульсу \mathbf{C} .

Массив \mathbf{D} содержит отсчёты RRC-импульса, искажённого занулением $(K-2)N_{\text{FFT}} + 2N_{\text{ZS}}$ отсчётов во временной области. При фиксированном N_{ZS} искажения тем больше, чем больше β .

Формирование символа RRC-OFDM:

- В массив-столбец \mathbf{E} размером KN_{FFT} с равномерным шагом K (что соответствует частотному разносу $1/T$) записываются N значений передаваемых модуляционных символов. Например, если N чётное, то можно использовать позиции $n = KN_{\text{FFT}}/2 - KN/2, KN_{\text{FFT}}/2 - KN/2 + K, \dots, KN_{\text{FFT}}/2 - KN/2 + (N-1)K$. В остальных позициях массива \mathbf{E} должны быть нули.
- $\mathbf{G} = \mathbf{E} * \mathbf{D}$ – фильтрация последовательности модуляционных символов, «*» – циклическая свёртка, которая может быть выполнена эффективно с помощью БПФ.
- $\mathbf{H} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{G}$ – символ RRC-OFDM, состоящий из KN_{FFT} отсчётов.
- Первые и последние $(K-2)N_{\text{FFT}}/2 + N_{\text{ZS}}$ значений массива \mathbf{H} не передаются.

Приём RRC-OFDM (после выполнения процедуры эквалайзинга):

- \mathbf{R} – значения элементов массива \mathbf{H} , прошедших через канал связи и эквалайзер.
- К массиву \mathbf{R} добавляются $(K - 2)N_{FFT}/2 + N_{ZS}$ нулевых значений в начало и в конец, образуя массив $\underline{\mathbf{H}}$.
- $\underline{\mathbf{G}} = \mathbf{F}\underline{\mathbf{H}}$ – оценка спектра символа RRC-OFDM.
- $\underline{\mathbf{E}} = \underline{\mathbf{G}}*\mathbf{D}$ – согласованная фильтрация; если N_{ZS} выбрано таким, что \mathbf{D} почти не отличается от \mathbf{A} , то в позициях n будет устранена МСИ и можно производить независимую демодуляцию каждой информационной поднесущей.

Представленные алгоритмы формирования и приёма сигналов RRC-OFDM аналогичны алгоритмам обработки одночастотных сигналов, но реализуются в спектральной области, переход в которую, как и для sinc-OFDM, осуществляется с помощью ДПФ.

Теперь перейдём к сигналам RRC-SEFDM. Для этого надо сблизить соседние поднесущие, т.е. уменьшить длину STI до значения α/T , где $0 < \alpha \leq 1$ – коэффициент частотного уплотнения и $\alpha = 1$ соответствует сигналам RRC-OFDM. При формировании массива \mathbf{E} сближение поднесущих эквивалентно изменению шага с K до αK . Если αK не целое, то позиции некоторых модуляционных символов в массиве \mathbf{E} также окажутся не целыми и, следовательно, придётся изменять алгоритм формирования сигнала. Для сохранения алгоритма предлагается выбирать такие K , чтобы αK было целым. Также целое αK будет удобно для реализации алгоритма приёма. В табл. 1 приведены требуемые минимальные значения K для различных значений α при $\beta > 0$; дополнительно учитывается, что, по-прежнему, должно выполняться условие $K \geq 2$. Если $\beta = 0$, то единственное отличие от табл. 1 будет при $\alpha = 1$, для которого $K = 1$.

Таблица 1. Зависимость значений K от значений α

α	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,25
K	2	10	5	10	5	2	4

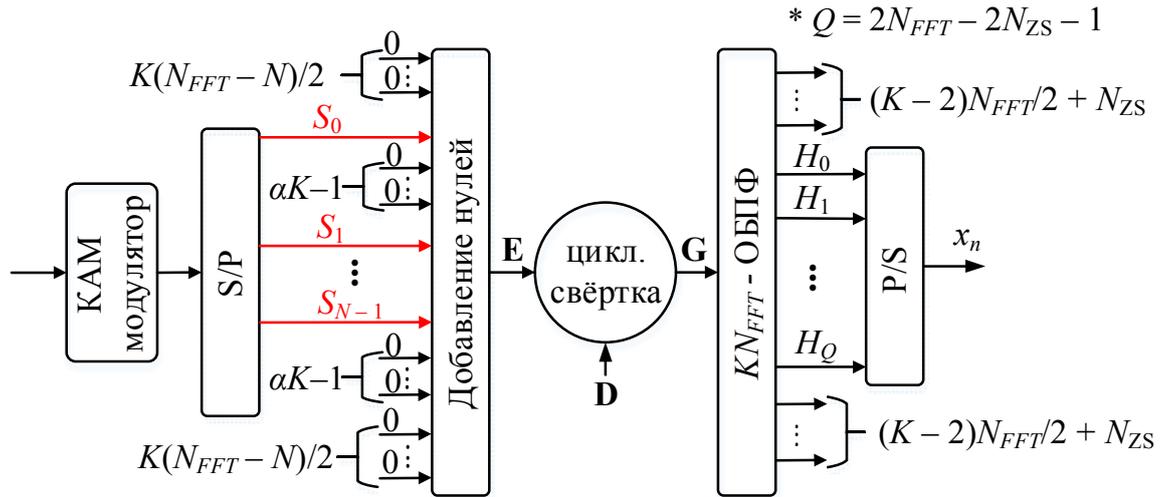


Рис. 3. Структурная схема формирования сигналов RRC-SEFDM

Структурная схема формирования и приёма сигналов RRC-SEFDM представлена на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

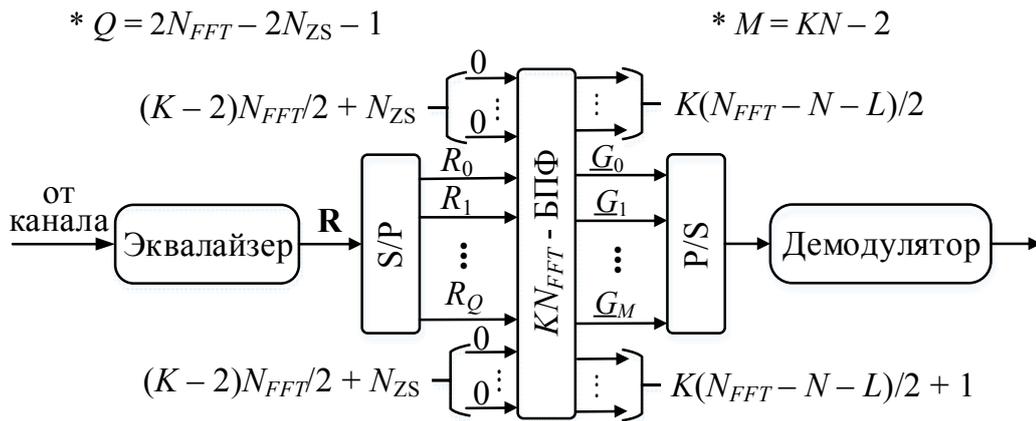


Рис. 4. Структурная схема приёма сигналов RRC-SEFDM

Сигналы PR-SEFDM

Комплексная огибающая PR-SEFDM-сигнала $x(t)$ может быть записана следующим образом:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} C_k^{(n)} a(t - kT) \exp(j2\pi n \Delta f (t - kT)), \quad (12)$$

где $a(t)$ – финитный импульс, который является обратным преобразованием Фурье от оптимального импульса, т.к. в качестве формы спектров поднесущих используются оптимальные импульсы. Отличительной особенностью предлагаемых оптимальных импульсов является то, что значение нормированной полосы $W_e T$ для

всех них оказывается меньше 1 ($1/T$ – символьная скорость для одночастотного сигнала). Это значит, что в отличие от RRC-импульсов, рассмотренных выше, не требуется передискретизация спектра, т.е. размер преобразования Фурье остаётся неизменным.

Запишем алгоритм формирования и приёма сигналов PR-SEFDM аналогично тому, как это было сделано в разделе 4.1.

Предварительные вычисления:

- Сформируем вектор-столбец \mathbf{A} , в котором сначала расположены $(N_{FFT} - L)/2$ нулевых элементов, далее L отсчётов оптимального импульса, затем снова $(N_{FFT} - L)/2$ нулевых элементов. Вектор-столбец \mathbf{A} состоит из N_{FFT} элементов.
- $\mathbf{B} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{A}$ – импульс во временной области, соответствующий оптимальному импульсу в частотной области, \mathbf{F} – матрица ДПФ:

$$\mathbf{F} = \exp(-j2\pi\mathbf{k}^T\mathbf{k} / N_{FFT}) / \sqrt{N_{FFT}}, \quad (1.13)$$

$$\mathbf{k} = [-N_{FFT} / 2, \dots, N_{FFT} / 2 - 1]^T.$$

- Первые N_{ZS} и последние $N_{ZS} - 1$ элементов массива \mathbf{B} обнуляются, образуя массив \mathbf{C} .
- $\mathbf{D} = \mathbf{F}\mathbf{C}$ – спектральный импульс, соответствующий импульсу \mathbf{C} .

Массив \mathbf{D} содержит отсчёты оптимального импульса, искажённого занулением $(2N_{ZS} - 1)$ отсчётов во временной области.

Формирование символов PR-SEFDM:

- В массив-столбец \mathbf{E} размером N_{FFT} записываются N значений передаваемых модуляционных символов. Например, если N и N_{FFT} чётные, то можно расставить $(N_{FFT} - N)/2$ нулей по краям и N символов в середине.
- $\mathbf{G} = \mathbf{E} * \mathbf{D}$ – фильтрация последовательности модуляционных символов, «*» – циклическая свёртка, которая может быть выполнена эффективно с помощью БПФ.
- $\mathbf{H} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{G}$ – символ PR-OFDM, состоящий из N_{FFT} отсчётов.
- Первые N_{ZS} и последние $N_{ZS} - 1$ значений массива \mathbf{H} не передаются.

Прём PR-SEFDM (после выполнения процедуры эквалайзинга):

- \mathbf{R} – значения элементов массива \mathbf{H} , прошедших через канал связи и эквалайзер.
- К массиву \mathbf{R} добавляются N_{ZS} нулевых значений в начало и $N_{ZS} - 1$ нулевых значений в конец, образуя массив \mathbf{H} .
- $\mathbf{G} = \mathbf{F}\mathbf{H}$ – оценка спектра символа PR-SEFDM.
- Демодуляция значений \mathbf{G} .

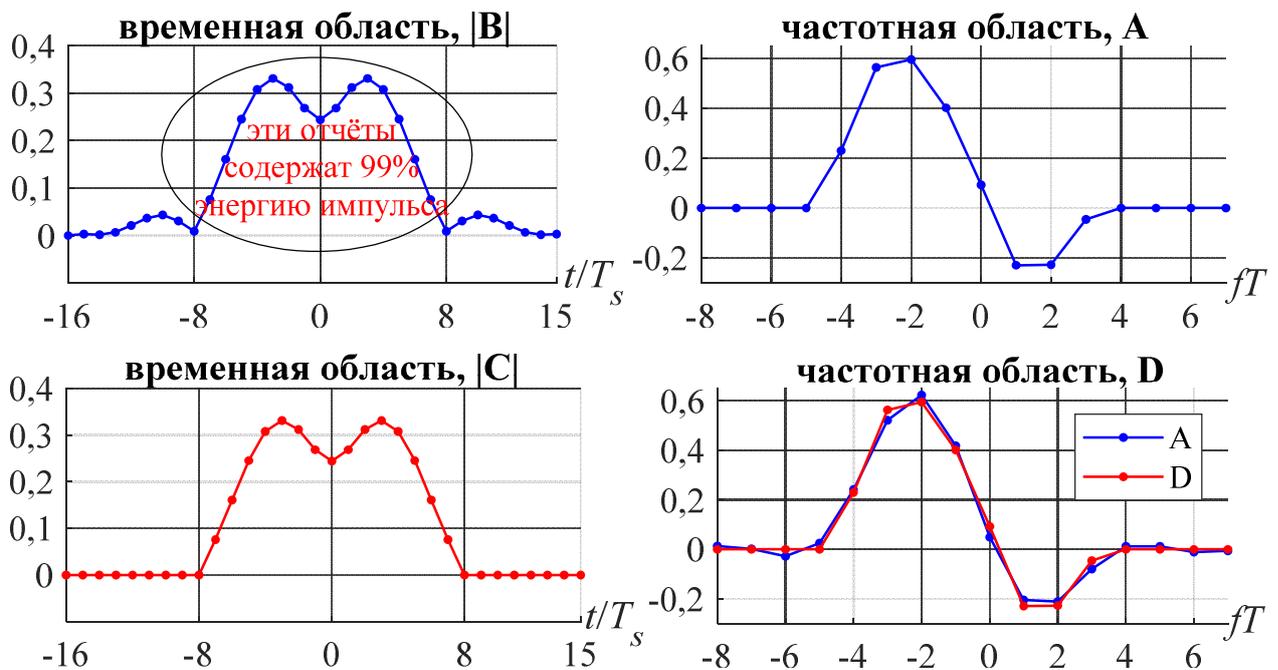


Рис. 5. Векторы \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} в случае использования оптимального импульса для $\varepsilon = 99\%$, $W_{99\%}T = 0,46875 = 15/32$, $N_{FFT} = 32$, $N_{ZS} = 9$; для \mathbf{B} и \mathbf{C} представлены значения модуля, так как импульсы комплексные

На рис. 5 представлен пример формы спектрального импульса, и соответствующая ему форма символа во временной области. Видно, что значения временного импульса на краях, как и в случае для RRC-SEFDM, близки к нулю и, следовательно, их тоже можно не передавать, т.е. обнулять при формировании и вставлять нулевые значения при приёме. Аналогично RRC-SEFDM сигналам, с одной стороны, такой подход обеспечит увеличение спектральной эффективности, однако, с другой стороны, это приведёт к искажению спектрального импульса, и, следовательно, увеличению МСИ и потере энергетической эффективности.

Структурные схемы формирования и приёма сигналов PR-SEFDM представлены на рис. 6 и рис. 7 соответственно.

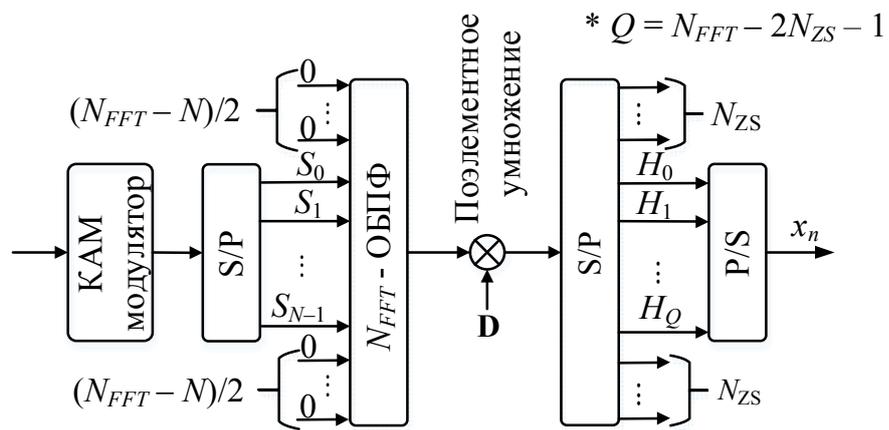


Рис. 6. Структурная схема формирования сигналов PR-SEFDM

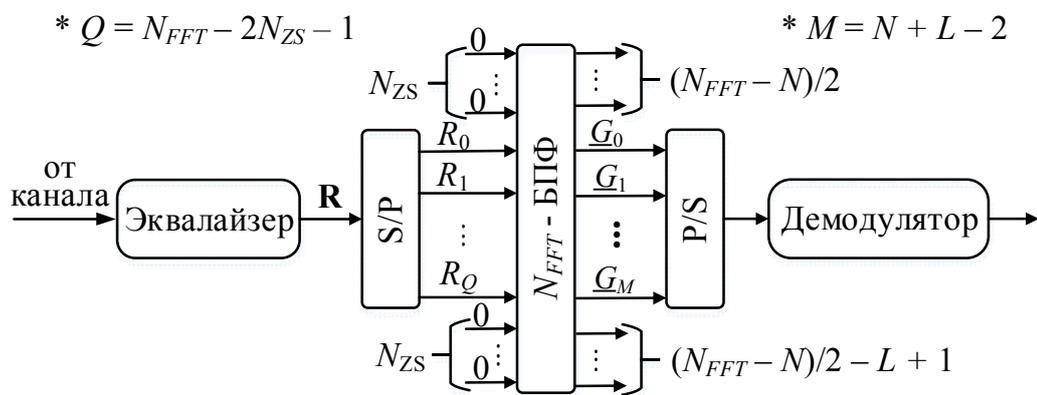


Рис. 7. Структурная схема приема сигналов PR-SEFDM

Алгоритм приёма сигналов с МСИ

Алгоритм Витерби

Алгоритм Витерби [5] реализует критерий максимального правдоподобия оценки всей последовательности переданных значений C_k (от англ. Maximum Likelihood Sequence Estimation – MLSE). При использовании импульса, заданного L дискретными отсчетами, каждый отсчёт x_k формируемого сигнала представляет собой линейную комбинацию переданного символа, соответствующего текущему тактовому интервалу, и $L - 1$ предыдущих символов

$$x_k = C_k a_0 + \sum_{l=1}^{L-1} C_k a_l, \quad (14)$$

Таким образом, на каждом тактовом интервале выходной отсчет сигнала x_k зависит от текущего символа C_k , а также от $L - 1$ предыдущих символов $C_{k-1}, C_{k-2}, \dots, C_{k-L+1}$. Формирование сигнала на нескольких тактовых интервалах удобно интерпретируется с привлечением сдвигового L -элементного регистра FIFO (англ. First In First Out), эквивалентен процедуре формирования сверточных кодов.

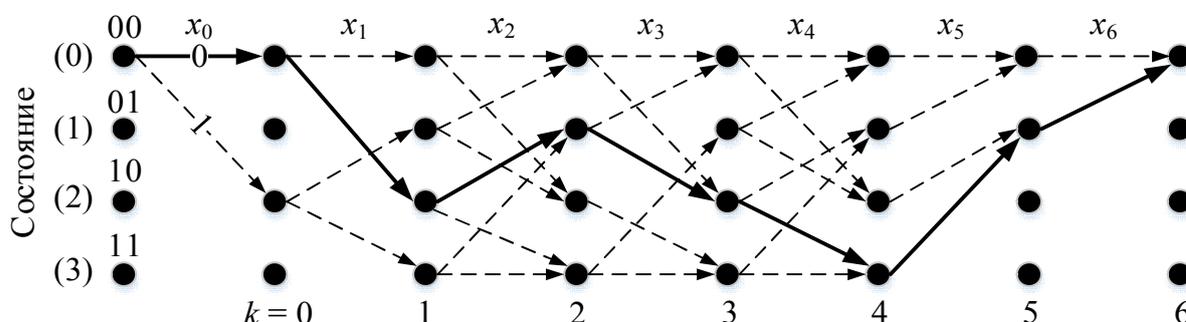


Рис. 8. Решётчатая диаграмма формирования сигналов

На рис. 8 представлен пример решётчатой диаграммы формирования сигналов. Для простоты рассмотрим $L = 3$, соответствующее количеству возможных состояний регистра $N_s = 2^{L-1} = 4$, которые нумеруются от нуля до трёх. Модуляционный символ принимается значения 0 или 1. В решётке, верхнее ребро, выходящее из любого состояния, соответствует переданному символу $C_k = 0$, а нижнее ребро — $C_k = 1$. Переданные символы $\mathbf{C} = \{C_0, \dots, C_4, C_5 = 0, C_6 = 0\}$ соответствуют формирующим отсчётам сигнала $\mathbf{x} = \{x_0, \dots, x_6\}$. Терминальные символы $C_5 = 0, C_6 = 0$ обеспечивают нулевое состояние регистра при окончании передачи, как и в начале.

На основе последовательности принятых отсчётов y_k , которые представляют собой зашумленные значения x_k , для каждого пути в решётке может быть вычислена метрика – евклидово расстояние между принятой и эталонной последовательностями. Алгоритм Витерби позволяет вычислить оценки \tilde{C}_k для передаваемых символов по критерию минимального евклидова расстояния между последовательностями

$$\min_n \left(\sum_{k=0}^{K+L-2} (x_k^{(n)} - y_k)^2 \right), \quad (1.15)$$

где n – индекс пути в решётке. $n = 0, 1, \dots, (K-1)M_C^{L-1}$, M_C – размер сигнального созвездия.

Алгоритм BCJR

Алгоритм BCJR получил своё название по первым буквам фамилий авторов (Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv), впервые был предложен в 1974 году для декодирования последовательностей, кодированных свёрточным кодом [6]. Данный алгоритм основан на теории анализа марковских последовательностей, и в качестве критерия использует критерий максимума апостериорной вероятности MAP (англ. Maximum A-posteriori Probability).

Аналогично алгоритму Витерби, в процессе декодирования также используется решётчатая диаграмма формирования сигналов на рис. 8. Отличие заключается в том, что в алгоритме BCJR требуется путём анализа принятого сигнала y оценить апостериорные вероятности состояний регистра

$$\Pr\{S_k = j | y\} = \Pr\{S_k = j; y\} / \Pr\{y\}, \quad (16)$$

Апостериорные вероятности переходов между последовательными состояниями регистра

$$\Pr\{S_{k-1} = i; S_k = j | y\} = \Pr\{S_{k-1} = i; S_k = j; y\} / \Pr\{y\}, \quad (17)$$

Будем обозначать вероятность появления состояния $S_k = i$ при приёме k первых отсчётов принятого сигнала так

$$\alpha_k(i) = \Pr\{S_k = i; y_0^k\}, \quad (18)$$

вероятность появления состояния $S_k = j$ при приёме $K - k$ первых отсчётов принятого сигнала

$$\beta_k(j) = \Pr\{y_{k+1}^{K-1} | S_k = j\}, \quad (19)$$

а вероятность перехода между состояниями $S_{k-1} = i, S_k = j$ при условии приёма y_k

$$\gamma_k(i, j) = \Pr\{S_k = j; y_k | S_{k-1} = i\}, \quad (20)$$

Процедур вычисления значений апостериорных вероятностей $\lambda_k(j)$ и $\sigma_k(i, j)$ состоит из следующих шагов:

Шаг 1: инициализация значений $\alpha_0(l)$ и $\beta_K(l)$ согласно со следующими формулами

$$\begin{cases} \alpha_0(0) = 1, \\ \alpha_0(l) = 0, \text{ при } l \neq 0. \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} \beta_K(0) = 1, \\ \beta_K(l) = 0, \text{ при } l \neq 0. \end{cases} \quad (22)$$

Шаг 2: с получением каждого очередного сигнала y_k для каждого тактового интервала kT необходимо вычислять очередные N_S^2 значений $\gamma_k(i, j)$ согласно

$$\gamma_k(i, j) = \sum_x R(y_k, x) q_k(x | i, j) p_k(j | i), \quad (23)$$

где $\Pr\{y_k | x_k\} = \Pr\{n_k\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp(-\frac{|y_k - x_k|^2}{2\sigma^2})$, σ^2 – дисперсия аддитивного гауссовского шума, и N_S значений $\alpha_k(j)$ согласно (прямой проход)

$$\alpha_{k-1}(i) = \sum_l \alpha_{k-2}(l) \gamma_{k-1}(l, i). \quad (24)$$

где суммирование производится по всем таким состояниям l , из которых возможен переход в состояние i . Все результаты необходимо сохранять.

Шаг 3: После получения всего сигнала y необходимо вычислить все значения $\beta_k(i, j)$ согласно со следующей формулой (обратной проход) – по N_S значений для каждого тактового интервал kT

$$\beta_k(j) = \sum_l \gamma_{k+1}(j, l) \beta_{k+1}(l), \quad (25)$$

где суммирование проводится по всем состояниям l , в которые возможен переход из состояния j . Далее, вычисляем вероятность перехода между состояниями $S_{k-1} = i, S_k = j$ на тактовом интервале kT

$$\sigma_k(i, j) = \alpha_{k-1}(i) \gamma_k(i, j) \beta_k(j), \quad (26)$$

Значение логарифма отношения вероятностей – LLR (англ. Log-Likelihood Ratio) для модуляционного бита номер k – LLR_k – может быть вычислено с применением значений $\sigma_k(i, j)$ которые, в свою очередь, получаются перемножением значений $\alpha_k(j), \beta_k(j)$ и $\gamma_k(i, j)$ согласно (26)

$$LLR_k = \log \left(\frac{\Pr(C_k = 1)}{\Pr(C_k = 0)} \right) = \log \left(\frac{\sum_{(i,j) \in \mathbb{C}(C_k=1)} \sigma_k(i, j)}{\sum_{(i,j) \in \mathbb{C}(C_k=0)} \sigma_k(i, j)} \right). \quad (1.27)$$

М-ВСJR алгоритм

Алгоритм М-ВСJR является модифицированным алгоритмом ВСJR [7], [8], в котором рассчитываются и сохраняются не все пути решётки, а только M из всех возможных. Как сказано выше для алгоритма ВСJR в прямом проходе происходит расчёт $\alpha_k(i)$ для всех состояний, а в обратном проходе – $\beta_k(i)$, где i – индекс состояния, k – индекс тактового интервала. В алгоритме М-ВСJR предлагается рассчитывать и сохранять только M путей в прямом проходе, имеющих наибольшие значения $\alpha_k(i)$. В обратном проходе, расчёт $\beta_k(i)$ происходит по двумя способам: первый – по путям, сохраняемым в прямом проходе, а второй – независимо.

На рис. 9 представлена решётчатая диаграмма алгоритма М-ВСJR, $M=2$ для $L=3$ и $M_C=2$. Из рисунка видно, что количество сохраняемых путей в памяти равно двум. Недостатком этого способа является, что старт расчётов в обратном проходе начинается только после завершения расчётов в прямом проходе. Однако в этом подходе необходимо выделять память для сохранения путей и также метрики.

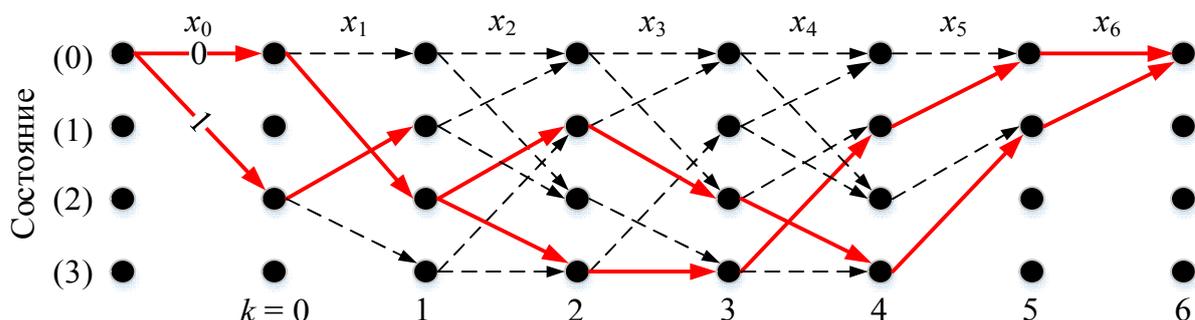


Рис. 9. Решётчатая диаграмма для вычисления α в прямом проходе для алгоритма M-BCJR

В табл. 2 представлена вычислительная сложность алгоритмов демодуляции сигналов с МСИ.

Таблица 2. Вычислительная сложность алгоритмов приёма

Алгоритм	Вычислительная сложность обработки одного такта решётки
Витерби	$O((N + L - 1)N_S)$
BCJR	$O(2(N + L - 1)N_S)$
M-BCJR	$O((N + L - 1)M)$

где N_S – количество состояний регистра для сигнального созвездия M_C -РАМ и $N_S = M_C^{L-1}$.

Имитационная модель для оценки помехоустойчивости приёма сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.

В данной работе были исследованы значения спектральной эффективности и удельных энергетических затрат для RRC-SEFDM и PR-SEFDM сигналов, полученных на основе OFDM с размером ДПФ $N_{FFT} = 2048$ и количеством поднесущих $N_{SC} = 1200$, что соответствует стандарту LTE; на каждой поднесущей рассматривались сигнальные созвездия QPSK, QAM-16. Все поднесущие использовались для передачи полезных данных. При моделировании рассматривался однолучевой канал с АБГШ и идеальной оценкой характеристик канала. Структура имитационной модели представлена на рис. 10.

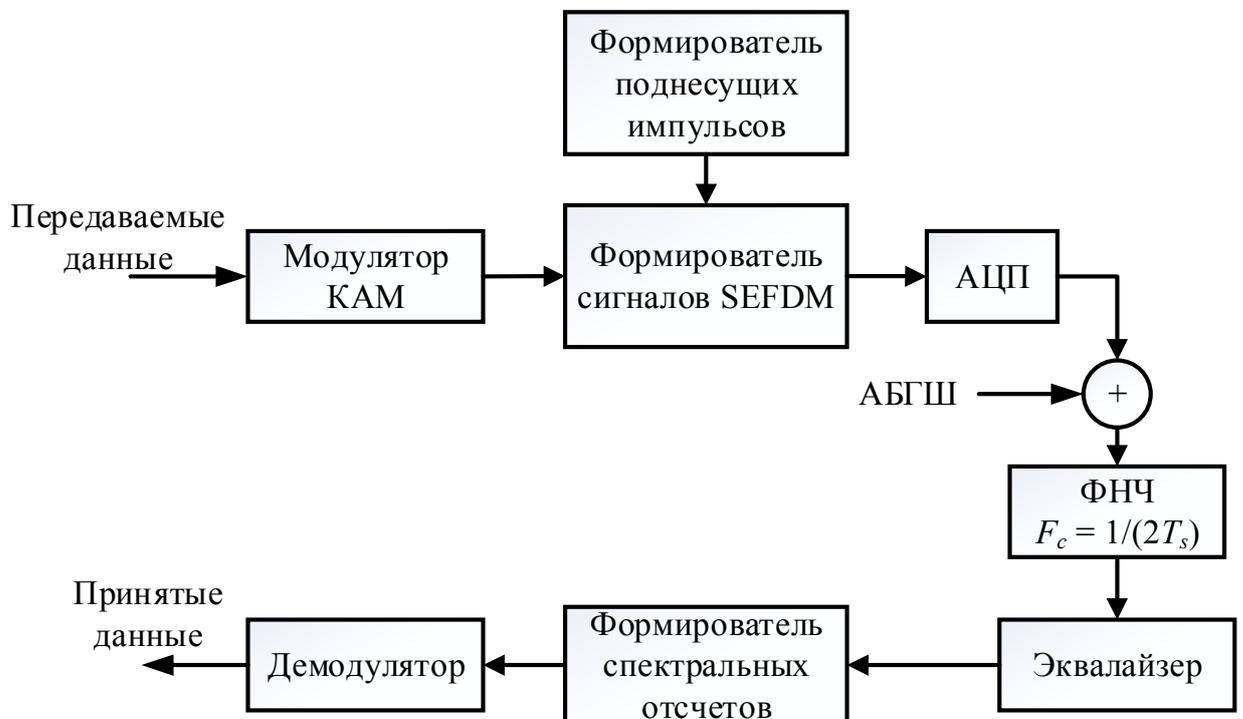


Рис. 10. Структура имитационной модели

Удельные энергетические затраты:

$$\beta_E = h^2 = \frac{E_{\text{бит}}}{N_0}, \quad (28)$$

Результаты приведены для отношения сигнал/шум, при котором обеспечивается значение битовой ошибки $BER = 10^{-4}$. Спектральная эффективность вычислялась так:

$$\gamma = \frac{R}{W_{99\%}}, \quad (29)$$

где $W_{99\%}$ – ширина полосы частот, содержащей 99% мощности сигнала, а R – скорость подачи информации в канал.

- **Параметры для RRC-SEFDM сигналов**

Значения α и соответствующие им значения количества поднесущих N представлены в табл. 2.

Таблица 2. Зависимость значений N от значений α

α	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
N	1200	1332	1500	1714	2000	2400

Для каждого значения α рассматривались следующие значения β : 0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9; 1. В каждом случае рассматривались все возможные значения N_{ZS} – от 0 до 1024 с шагом 16.

- **Параметры для PR-SEFDM сигналов**

Для PR-SRFDM сигналов были рассмотрены два возможных значения коэффициента концентрации мощности сигнала ε равной 0,999, содержащей в полосе частот W_ε . В каждом случае рассматривалась все возможные значения N_{ZS} от 0 до $N_{FFT} / 2 - \lfloor W_\varepsilon T N_{FFT} / 2 \rfloor$ с шагом 16, где $\lfloor x \rfloor$ – значение ближайшего к x со стороны нуля целого.

Оценка эффективности сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM

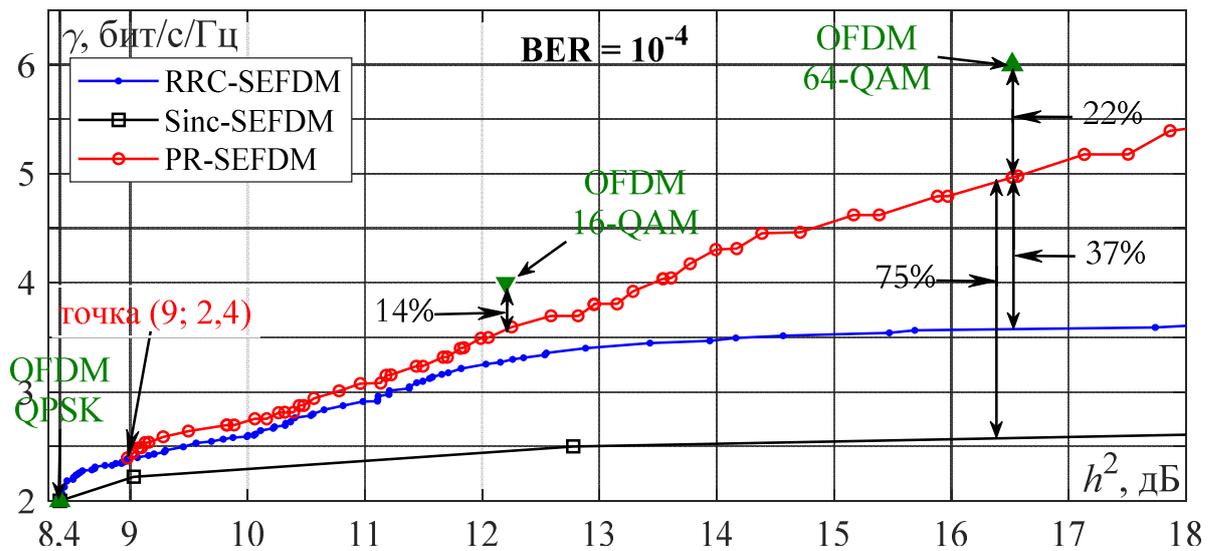


Рис. 11. Сравнение для sinc-SEFDM, RRC-SEFDM, PR-SEFDM для сигнального созвездия QPSK. Алгоритм приёма – Витерби

В результате моделирования было получено очень большое число кривых помехоустойчивости и соответствующих им пар значений спектральных эффективностей и удельных энергетических затрат (γ, h^2). На рис. 11 изображено сравнение кривой максимальных спектральных эффективностей PR-SEFDM для $\varepsilon = 0,999$ с результатами для сигналов sinc-SEFDM и RRC-SEFDM, а также со спектральными эффективностями OFDM для сигнальных созвездий QPSK, QAM-16, QAM-64. Все кривые получены для созвездия QPSK при использовании оптимального алгоритма приёма Витерби с фиксированной вычислительной сложностью, т.к. длина оптимального импульса для сигналов PR-SEFDM равна 8, а для сигналов sinc-SEFDM и RRC-SEFDM глубина интерференции, учитываемая в алгоритме также равна 8. Из анализа рисунка следует, что в области $h^2 < 11,5$ дБ и $\gamma < 3$ спектральные эффективности и удельные энергетические затраты предлагаемых PR-SEFDM и RRC-SEFDM сигналов практически одинаковы. Однако при увеличении значений γ спектральные эффективности PR-SEFDM становятся заметно больше, чем для RRC-SEFDM. С другой стороны, если производить сравнение с сигналами OFDM с сигнальными созвездиями 16-QAM и 64-QAM, то даже лучшие сигналы PR-SEFDM проигрывают им в удельных спектральных затратах 14% и 22% соответственно. Возможно, для обеспечения выигрыша PR-SEFDM необходимо использовать

большее значение L , однако это приведёт к существенному увеличению сложности алгоритма демодуляции.

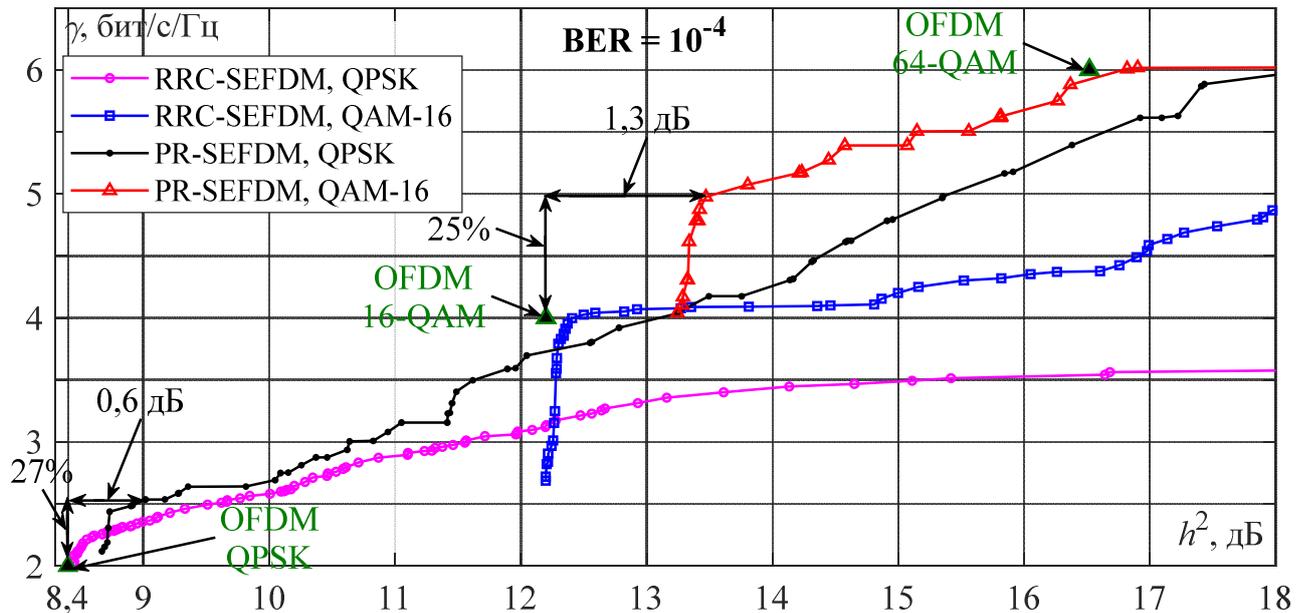


Рис. 12. Сравнение для sinc-SEFDM, RRC-SEFDM, PR-SEFDM, алгоритм приёма – M-BCJR, $M = 16$

На рис. 12 представлено сравнение кривых максимальных спектральных эффективностей для сигналов PR-SEFDM и RRC-SEFDM с использованием сигнального созвездия QPSK и QAM-16. Кривые получены при использовании алгоритма Max-Log-M-BCJR фиксированной вычислительной сложности, т.к. $M = 16$ и с глубинами интерференции равными $L = 4, 18, 12$. Из рисунка можно видеть, что для сигналов PR-SEFDM при использовании алгоритма M-BCJR и $M = 16$ удаётся достигнуть 25% выигрыша в спектральной эффективности по отношению к сигналам OFDM с сигнальными созвездиями QPSK и 16-QAM при незначительном проигрыше в 0,6 и 1,3 дБ соответственно.

Заключение

В рамках выполнения работы были достигнуты следующие результаты:

1. Предложена методика формирования сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM сигналов с использованием RRC-импульсов и оптимальных импульсов в качестве формы поднесущих.
2. Предложена методика обработки сигналов RRC-SEFDM и PR-SEFDM.
3. Предложена методика синтеза оптимальных импульсов для многочастотных сигналов по критерию максимального евклидова расстояния, при наличии дополнительных ограничений на длительность, в которой сосредоточено ε доли энергии сигнала.
4. Определён выигрыш подоптимального алгоритма демодуляции сигналов с управляемой МСИ при фиксированной сложности вычисления.
5. Определена степень улучшения спектральной эффективности сигналов PR-SEFDM с использованием алгоритма M-BCJR по сравнению с сигналами OFDM.

Список литературы

1. S. Isam and I. Darwazeh, "Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals", IEEE, IET Int. Symp. Commun. Syst., Netw., Digital Signal Process., pp. 20-24, 2010.
2. S. Isam, I. Kanaras and I. Darwazeh, "A truncated SVD approach for fixed complexity spectrally efficient FDM receivers," Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf., pp. 1584-1589, 2011.
3. S. Isam, I. Darwazeh, "Design and performance assessment of fixed complexity spectrally efficient FDM receivers," Proc. IEEE 73rd Veh. Technol. Conf., pp. 1-5, 2011.
4. Said and J.B. Anderson. Bandwidth-efficient coded modulation with optimized linear partial-response signaling, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no.2, pp. 701-713, 1988.
5. Viterbi, A. J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm / A. J. Viterbi // Information Theory, IEEE Transactions on. – 1967. – Vol. 13, Issue: 2. – pp. 260-269.
6. Bahl, L. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (Corresp) / L. Bahl, J. Cocke, F. jelinek, J. Raviv // Information Theory, IEEE Transaction on. – 1974. – Vol. 20, Issue: 2. – pp. 284-287.
7. Bahl, L. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (Corresp) / L. Bahl, J. Cocke, F. jelinek, J. Raviv // Information Theory, IEEE Transaction on. – 1974. – Vol. 20, Issue: 2. – pp. 284-287.
8. Frans V., Anderson J. Concatenated decoding with a reduced seach BCJR algorithm // IEEE Journal on selected Areas in Communications/ – 1988/ № 16(2). – pp. 186-195.

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

Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК

1. Gorlov, A. Root-raised cosine versus optimal finite pulses for Faster-than-Nyquist generator / A. Gelgor, Van Phe Nguyen // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. – 2016. Springer International publishing. – pp 628-640.
2. Горлов, А.И. Использование оптимальных финитных импульсов как способ наилучшего введения управляемой межсимвольной интерференции / Гельгор А.Л., Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2016. – №12, – С. 112-120.
3. Van Phe Nguyen. An intentional introduction of ISI combined with signal constellation size increase for extra gain in bandwidth efficiency / A.Gorlov, A. Gelgor // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. – 2017. Springer International Publishing. – pp 644-652.
4. Нгуен Ван Фе. Достижение максимальной спектральной эффективности путём одновременного увеличения размера сигнального созвездия и введения управляемой межсимвольной интерференции / Горлов А.И, Гельгор А.Л // Радиотехника. – 2018. – №1, – С. 42-48.
5. Gelgor, A. The design and performance of SEFDM with the Sinc-to-RRC modification of subcarriers spectrums / A. Gorlov, Van Phe Nguyen // Advanced Technologies for Communications (ATC), 2016 IEEE International Conference on. pp. 65-69.
6. Gelgor, A. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes / A. Gorlov, Van Phe Nguyen // Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 2017 IEEE International. pp. 1-5.
7. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности SEFDM путем замены спектральных sinc-импульсов на RRC-импульсы / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2016. – №12, – С. 105-111.
8. Гельгор, А.Л. Повышение спектральной и энергетической эффективности сигналов SEFDM путём использования оптимальных импульсов в качестве формы

спектров поднесущих / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // Радиотехника. – 2017. – №1, – С. 49-56.

Публикации в других изданиях

1. Нгуен Ван Фе. Сравнение эффективности М-алгоритма и алгоритма Витерби при приёме сигналов с частичным откликом / Горлов А.И, Гельгор А.Л, Попов Е.А // 18-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2016», Т1, с. 78-83, Москва, 2016 г.

2. Гельгор, А.Л. Сравнение эффективности сигналов Faster-than-Nyquist и оптимальных многокомпонентных сигналов / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // 19-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017», Т1, с. 101-106, Москва, 2017 г.

3. Нгуен Ван Фе. Повышение спектральной эффективности сигналов с управляемой МСИ путём увеличения размера сигнального созвездия / Горлов А.И, Гельгор А.Л // 20-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2018», Т1, с. 101-106, Москва, 2018 г.

4. Гельгор, А.Л. Повышение эффективности сигналов SEFDM путём использования RRC-импульсов в качестве формы спектра поднесущих / Горлов А.И, Ван Фе Нгуен // 19-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017», Т1, с. 101-106, Москва, 2017 г.

Аспирант



Нгуен Ван Фе