

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

На правах рукописи

**Нгуен Дак Кы**

**Повышение помехоустойчивости приема многочастотных  
неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного  
ограничения в радиопередатчике**

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 Дак Кы  
Научный руководитель: д.т.н., профессор,  
Макаров Сергей Борисович

Санкт Петербург – 2021

Научно-квалификационная работа выполнена в ВШ Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Директор Высшей школы:

*Величко Елена Николаевна,  
к. т. н., доцент*

Научный руководитель:

*Макаров Сергей Борисович,  
д. т. н., профессор*

Рецензент:

*Царик Олег Владимирович,  
к.т.н., директор по разработке  
средств радиопеленгования,  
ООО «Специальный технологи-  
ческий центр»*

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.** Развитие многочастотных систем передачи цифровых сообщений по протоколам LTE, WiFi, WiMAX, DVB-T осуществляется в направлении повышения спектральной эффективности (уменьшение полосы занимаемых частот при сохранении объемов передаваемой информации) при заданных требованиях к помехоустойчивости приема данных и аппаратной реализации радиомодемов. Для повышения спектральной эффективности используются многочастотные SEFDM (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) сигналы, которые формируются на основе ортогональных многочастотных сигналов при уменьшении частотного разнеса между поднесущими.

Как и другие многочастотные сигналы, SEFDM сигналы имеет следующие типичные проблемы. Во-первых, такие SEFDM сигналы имеют высокое значение пик-фактора. Данный факт делает системы передачи информации очень чувствительными к искажениям, вызываемым нелинейными устройствами. Высокое значение пик-фактора также приводит к снижению коэффициента полезного действия усилителя мощности. Вторая проблема для систем с множеством поднесущих частот – высокое значение уровня внеполосных излучений (OOBE). Применение разных типов огибающих поможет уменьшить OOBE, но также приведет к увеличению PAPR, что означает, что проблема остаётся серьезной. При использовании усилителя и ограничителя сигнала, простейший метод ограничения амплитуды позволяет достичь значительного снижения значения PAPR. Так, актуальность работы заключается в рассмотрении помехоустойчивости приема многочастотных неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

Кроме этого, поскольку сигналы, передаваемые на поднесущих частотах, не являются ортогональными, возникает межканальная интерференция (ICI), вызванная влиянием сигналов, передаваемых на соседних поднесущих частотах, друг на друга. Такое влияние приводит к появлению дополнительной помехи во время демодуляции SEFDM сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте. Алгоритмы приема SEFDM сигналов при наличии ICI строятся на основе двух методов приема сигналов.

Первый метод является более простым, но имеет низкую помехоустойчивость. Второй метод приема «в целом» позволяет получить высокую энергетическую эффективность, но является очень сложным, и не позволяет реализовать высокие абсолютные скорости передачи сообщений.

В связи с этим, актуальность работы связана с необходимостью разработки компромиссного решения задачи когерентного приема SEFDM сигналов при условии существенной межканальной интерференции, а именно использование на каждой поднесущей частоте итерационного алгоритма поэлементной обработки с обратной связью по решению. Компромисс заключается в том, что реализуется поэлементный когерентный прием, но при условиях, когда межканальная интерференция частично компенсируется, и в то же время применяется идея приема «в целом», заключающаяся в том, что решения о принимаемом сигнале зависят от решений о принятых сигналах, переданных на соседних поднесущих частотах.

**Цель и задачи исследования.** Цель работы заключается в разработке методов повышения помехоустойчивости приема многочастотных неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать методику расчёта спектральных характеристик и пик-фактора многочастотных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике.

2. Разработать компромиссный алгоритм поэлементной обработки с обратной связью по решению для решения задачи когерентного приема SEFDM сигналов при условии существенной межканальной интерференции.

3. Разработать методику определения оптимального значения по критерию максимизации энергетической эффективности пик-фактора излучаемых колебаний многочастотных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике для различных форм огибающих сигналов.

4. Анализ энергетических (значение пик-фактора излучаемых колебаний и помехоустойчивость приёма) и спектральных характеристик многочастотных сигналов

при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

1. Разработана методика расчёта спектральных характеристик и пик-фактора многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

2. Предложен алгоритм когерентного поэлементного приема с обратной связью по решению для SEFDM сигналов с неортогональным разносом частот.

3. Разработана методика определения оптимального значения по критерию максимизации энергетической эффективности пик-фактора излучаемых колебаний многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

4. Определено оптимальное по критерию максимизации энергетической эффективности значение снижения пик-фактора излучаемых колебаний многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

**Теоретическая и практическая значимость.** В теоретическом плане в работе осуществляется разработки компромиссного алгоритма приема для повышения помехоустойчивости приема многочастотных неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике. Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного алгоритма.

В результате работы было найдено оптимальное значение снижения пик-фактора по критерию максимизации энергетической эффективности и данное значение практически не меняется для случая формата сигналов DVB-T2.

**Апробация работы.** Основные положения работы обсуждены на международных и всероссийских научно-практических конференциях:

- Международная конференция «*International Conference on Next Generation Wired/Wireless Advanced Networks and Systems*», 2019 г., 2020 г.;
- Международная конференция молодых ученых «*International youth conference on electronics, telecommunications and information technologies*» (YETI), 2019 г., 2021 г.;

- Международная конференция «*IEEE EExPolytech-2019: Electrical Engineering and Photonics*», 2019 г.

- Всероссийскую научно-техническую конференцию, посвященную Дню радио «*Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова*» (СПБНТОРЭС), 2018 г., 2019 г., 2020 г., 2021 г.

- Конференция «Неделя Науки СПбПУ» 2019 г., 2020 г.;

**Публикации.** По теме диссертационного исследования опубликовано 12 работ, в том числе 3 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ; 5 статьи в изданиях, входящих в базы данных Scopus и Web of Science.

**Положения, выносимые на защиту.** В ходе решения поставленных задач были сформулированы следующие положения:

1. Независимо от уровня ограничения и вида огибающей значение числа итераций, достаточных для расчёта спектральных характеристик и пик-фактора, равно 200. Дальнейшее увеличение количества итераций не приводит к значимому увеличению точности.

2. Энергетические выигрыши, которые обеспечивает применение алгоритма приема с обратной связью по решению по сравнению с использованием алгоритма приема, не учитывающего межканальную интерференцию, оказываются весьма существенными. Для значений вероятности ошибок  $p = 10^{-2}$  и  $p = 10^{-3}$  энергетические выигрыши достигают величин от 0.2 дБ до 7.5 дБ для различных значений неортогонального разнеса поднесущих частот.

3. Возможность увеличения средней мощности излучения при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике с помощью ограничителя и усилителя. Эффективное значение ограничения пик-фактора равно 4.5-5 дБ.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Работа состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка опубликованных работ, используемой литературы и приложений.

Во введении обоснована актуальность диссертационной работы, сформулирована цель и задачи исследования, описана научная новизна, показаны теоретическая и практическая значимость, изложены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрена методика расчёта спектральных характеристик и пик-фактора многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

Вторая глава посвящен анализ предложенного алгоритма когерентного поэлементного приема с обратной связью по решению для SEFDM сигналов с неортогональным разносом частот. Особенностью данного алгоритма является использование при принятии решения о значении символа канального алфавита, передаваемого на  $n$ -ой поднесущей частоте, решений о принятых символах, передаваемых на поднесущих частотах, следующих до анализируемого. Показано, что предложенный алгоритм является достаточно эффективным.

Третья глава посвящена разработка методики определения оптимального значения по критерию максимизации энергетической эффективности пик-фактора излучаемых колебаний многочастотных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

Четвёртая глава посвящен анализ энергетических и спектральных характеристик многочастотных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах. Определенно оптимальное по критерию максимизации энергетической эффективности значение снижения пик-фактора излучаемых колебаний многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах.

**Объектом** исследования является многочастотные неортогональные сигналы при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике.

**Предметом** исследования в данной работе являются спектральная и энергетическая эффективности многочастотных неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике.

**Основные методы исследования**, применяемые в работе:

1. методы теории вероятностей и математической статистики;
2. методы вычислительной математики и программирования;
3. имитационное моделирование проводилось в среде MATLAB с использованием вычислительного оборудования суперкомпьютерного центра «Политехнический» (<http://www.scc.spbstu.ru>).

## Результаты и их обсуждение

**1. Методика расчёта спектральных характеристик и пик-фактора многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах**

Случайная последовательность  $y(t)$  многочастотных неортогональных сигналов в общем случае бесконечной длины с количеством  $N$  используемых поднесущих частот  $\omega_p$  и комплексными символами  $C_{pk}^{(r)}$  канального алфавита на  $p$ -й поднесущей и на  $k$ -ом временном интервале, индекс  $r$  которых определяет значение этого символа, может быть представлена в виде:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{N-1} a(t - kT) C_{pk}^{(r)} e^{j\omega_p t} \quad (1)$$

где амплитудный импульс  $a(t)$  может иметь произвольную форму и длительность, которые определяются требованиями к степени компактности спектра колебаний. В простейшем случае,  $a(t)$  имеет прямоугольную форму и может быть представлен следующей формулой:

$$a(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T] \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (2)$$

На интервале времени  $t \in [0; T]$  SEFDM сигнал  $s(t)$  может быть записан в следующей форме:

$$s(t) = \sum_{p=0}^{N-1} a(t) C_p^{(r)} e^{j\omega_p t} \quad (3)$$

Для классических OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигналов нормированный частотный разнос  $\alpha = \Delta f T$  соседних поднесущих равен  $\alpha = 1$ . Для SEFDM сигналов значение  $\alpha < 1$ , а параметр  $\alpha$  играет роль коэффициента мультиплексирования. С уменьшением  $\alpha$  ширина спектра уменьшается на  $(1-\alpha)100\%$  по сравнению с OFDM сигналами.

Как и многочастотные сигналы, сигнал SEFDM имеет высокое значение пик-фактора (PAPR). Это приводит к уменьшению коэффициента полезного действия усилительных каскадов приемопередающих устройств. Пик-фактор многочастотного символа  $i$ -ой реализации рассчитывается по формуле:

$$PAPR_i = \frac{\max \{P_i(t)\}}{P_{cp}}$$

где  $P_i(t) = s_i(t)s_i^*(t) = |s_i(t)|^2$ ;  $P_{cp} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L P_k$ ;  $s_i(t)$  –  $i$ -ая реализация многочастотного символа.

$PAPR_i$  – случайная величина, определенная  $i$ -й реализацией битовой последовательности и значением амплитудного ограничения. В этой работе рассматривается зависимость точности расчёта спектральных характеристик и пик-фактора многочастотных сигналов от количества реализации.

Имитационная модель расчета энергетических и спектральных характеристик представлена на рисунке 1. Количество реализации  $N_{exp}$  определяется по порогу значений  $\varepsilon_{PAPR}$  и  $\varepsilon_{S(f)}$  между  $i$ -ой и  $(i-1)$ -ой реализацией, где:

$$\varepsilon_{PAPR} = \left| PAPR_{cp_i} - PAPR_{cp_{i-1}} \right| \quad \text{и} \quad \varepsilon_{S(f)} = \frac{\left\| |S_{cp_i}(f)|^2 - |S_{cp_{i-1}}(f)|^2 \right\|}{|S_{cp_i}(f)|}$$

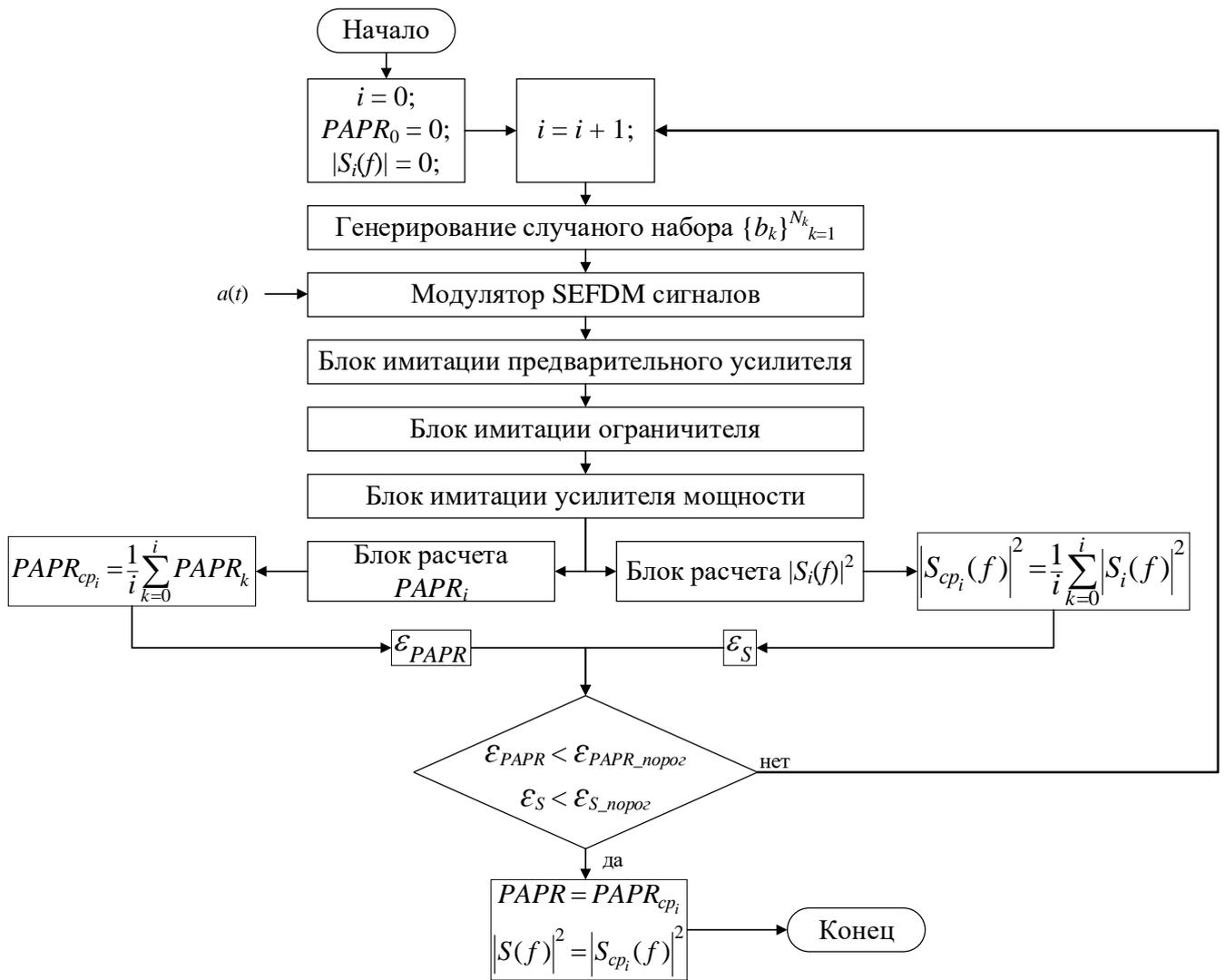


Рисунок 1 – Имитационная модель расчета энергетических и спектральных характеристик

На рисунке 2 изображена зависимость значений  $\epsilon_{PAPR}$  и  $\epsilon_{S(f)}$  от количества реализаций для различных видов огибающей.

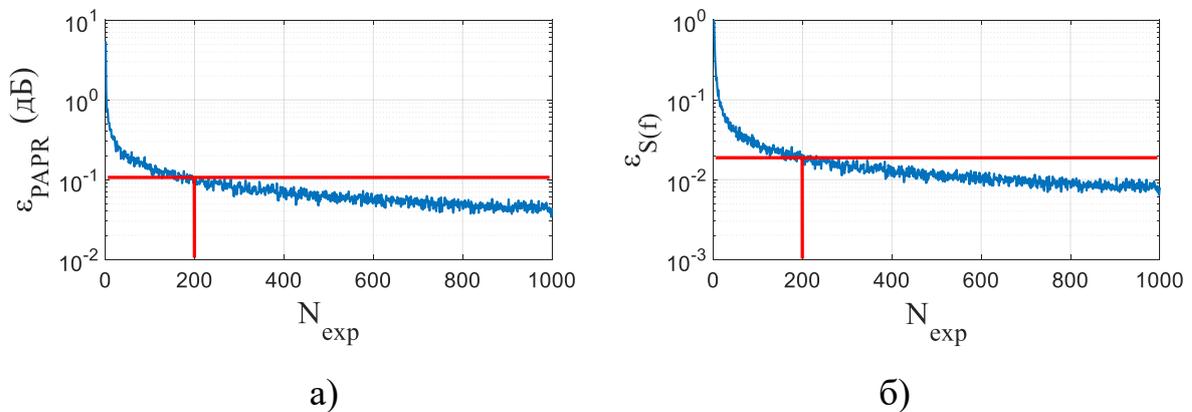


Рисунок 2 - Зависимости  $\epsilon_{PAPR}$  (а) и  $\epsilon_{S(f)}$  (б) от количества реализаций при наличии ограничения.

Анализируя эти графики, мы можем заметить, что при количестве реализации больше 200, значения  $\varepsilon_{PAPR}$  и  $\varepsilon_{S(f)}$  медленно уменьшаются. Поэтому возможно выбрать пороговые значения  $\varepsilon_{PAPR \text{ порог}} = 0.1$  (дБ) и  $\varepsilon_{S(f) \text{ порог}} = 0.02$  (дБ). При этих порогах, независимо от уровня ограничения и вида огибающей значение числа итераций, достаточных для расчёта спектральных характеристик и пик-фактора, равно 200. Дальнейшее увеличение количества итераций не приводит к значимому увеличению точности.

## 2. Алгоритм когерентного приема с обратной связью по решению

Предполагается, что прием сигналов происходит отдельно на каждой поднесущей частоте передачи. В общем случае анализируемый процесс на входе приемного устройства с учетом (1) имеет вид:

$$r(t) = \mu y(t) + n(t)$$

где  $n(t)$  – аддитивный белый гауссовский шум со спектральной плотностью средней мощности  $N_0/2$ ,  $\mu$  – коэффициент передачи по каналу связи, который определяется уровнем замираний. При анализе  $r(t)$  на каждой поднесущей частоте на интервале времени  $t \in [0; T]$  с учетом символов  $C_{pk}^{(r)}$  канального алфавита, передаваемых со скоростью  $R = 1/T$ , это выражение может быть записано в виде:

$$r(t) = \mu s_n^{(r)}(t) + \mu s_-^{(i)}(t) + \mu s_+^{(q)}(t) + n(t)$$

где  $s_n^{(r)}(t)$  – передаваемый на  $n$ -ой поднесущей частоте полезный сигнал с амплитудным импульсом  $a(t)$  и символом канального алфавита  $C_n^{(r)}$  (см.(3)). При  $\alpha < 1$ , в интервал анализа будут попадать сигналы  $s_-^{(i)}(t)$  и  $s_+^{(q)}(t)$ , передаваемые на соседних поднесущих частотах. Индекс «минус» определяет сигналы, передаваемые на частотах, предшествующих  $n$ -ой поднесущей частоте, а индекс «плюс» - на частотах, следующих после нее. Индекс  $i=M^n$  определяет число возможных комбинаций символов канального алфавита с объемом  $M$ , следующих до анализируемого. Индекс  $q=M^{N-n-1}$  – число возможных комбинаций символов, следующих после анализируемого. Тогда

$$s_-^{(i)}(t) = \sum_{p=0}^{n-1} a(t) C_p^{(r)} e^{j\omega_p t} \quad (4, \text{ а})$$

$$s_+^{(q)}(t) = \sum_{p=n+1}^{N-1} a(t) C_p^{(r)} e^{j\omega_p t} \quad (4, \text{ б})$$

Качество приема можно улучшить, если при принятии решения о значении символа канального алфавита, передаваемого на  $n$ -ой поднесущей частоте, учесть решения о принятых символах, передаваемых на поднесущих частотах, следующих до анализируемого. Рассмотрим такой алгоритм с обратной связью по решению с усреднением по всем символам, передаваемым на поднесущих частотах, следующих после анализируемого. Тогда, полагая известной последовательность  $s_-^{(i)}(t)$  переданных сигналов на поднесущих частотах, следующих до анализируемого, получим:

$$\sum_{q=1}^{M^{N-n-1}} \exp \left[ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^T r(t) (s_n^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)) dt - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^T (s_n^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t))^2 dt \right] >$$

$$> \sum_{q=1}^{M^{N-n-1}} \exp \left[ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^T r(t) (s_n^{(r)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)) dt - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^T (s_n^{(r)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t))^2 dt \right]$$

Полагая, что сигналы  $s_+^{(q)}(t)$ , следующие за анализируемым на текущем символьном интервале, являются дополнительной помехой и априорные сведения о форме реализации этой помехи не учитываются при обработке, получим:

$$\exp \left[ \frac{1}{N_0} \left( 2\mu \int_0^T r(t) (s_n^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t)) dt - \mu^2 \int_0^T (s_n^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t))^2 dt \right) \right] > \quad (5)$$

$$> \exp \left[ \frac{1}{N_0} \left( 2\mu \int_0^T r(t) (s_n^{(r)}(t) + s_-^{(i)}(t)) dt - \mu^2 \int_0^T (s_n^{(r)}(t) + s_-^{(i)}(t))^2 dt \right) \right]$$

Раскладывая (5) в степенной ряд и ограничиваясь только первыми членами разложения, получим: регистрируется  $l$ -ый символ, если выполняется неравенство:

$$\int_0^T r(t) (s_n^{(l)}(t) - s_n^{(r)}(t)) dt > \frac{1}{2} \mu \left[ \int_0^T (s_n^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t))^2 dt - \int_0^T (s_n^{(r)}(t) + s_-^{(i)}(t))^2 dt \right] \quad (6)$$

Рассмотрим реализацию алгоритма с обратной связью по решению (6) для SEFDM сигналов с  $a(t)$  прямоугольной формы (2) и с двоичными ( $M=2$ ) символами  $C_n^{(r)}$  канального алфавита. В этом случае для  $r=1$  символ  $C_n^{(1)}=1$ , а для  $r=2$  символ  $C_n^{(2)}=-1$ . Тогда имеем  $s_n^{(1)}(t) = -s_n^{(2)}(t)$  и, упростив (6), получим следующее правило для принятия решения:

$$\int_0^T r(t) s_n^{(l)}(t) dt \underset{<}{>} \mu \int_0^T s_n^{(l)}(t) s_-^{(i)}(t) dt$$

Как видно из этого выражения, значения корреляционного интеграла сравниваются с пороговым значением, зависящим от величины межканальной интерференции. Этот же алгоритм можно переписать по-другому:

$$\int_0^T (r(t) - \mu s_-^{(i)}(t)) s_n^{(l)}(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0 \quad (7)$$

Реализация алгоритмов (6) и (7) предполагает, что на частотах, предшествующих  $n$ -ой поднесущей частоте, приняты сигналы и имеются оценки символов канального алфавита. Разумеется, одновременно (во время  $t=T$  на интервале  $t \in [0; T]$ ) получить такие оценки не представляется возможным. Поэтому необходимо предусмотреть итерационную процедуру появления решения при приеме многочастотных SEFDM сигналов.

Для удобства представления итерационной процедуры прежде всего переписем алгоритм (7) с учетом (4) в следующей форме:

$$C_n^{(l)} \int_0^T r(t) e^{j\omega_n t} dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \mu C_n^{(l)} \int_0^T e^{j\omega_n t} \left( \sum_{p=0}^{n-1} \bar{C}_p^{(r)} e^{j\omega_p t} \right) dt \quad (8)$$

В правой части неравенства (8) (порог  $\Lambda_n = \mu C_n^{(l)} \int_0^T e^{j\omega_n t} \left( \sum_{p=0}^{n-1} \bar{C}_p^{(r)} e^{j\omega_p t} \right) dt$ ) присутствуют оценки  $\bar{C}_p^{(r)}$  принятых символов, передаваемых сигналами на частотах, предшествующих  $n$ -ой поднесущей частоте. Процедура приема с обратной связью по решению представлена на рисунке 3.

Анализируемый процесс поступает на вход малошумящего усилителя (МШУ) и через полосовой фильтр (ПФ) на  $N$  корреляторов. Генераторы колебаний в корреляторах имеют частоты, соответствующие частотам поднесущих каналов многочастотных сигналов. На структурной схеме рисунка 3 не показаны устройства выделения фазы колебаний и тактовой частоты, поскольку они не отличаются от известных. Выходы интеграторов соединены с решающими устройствами (РУ). Причем начиная с коррелятора, настроенного на частоту  $\omega_1$ , выходы интеграторов соединены с РУ через элементы задержки на время  $k\Delta t$  ( $k=1, 2, \dots, N-1$ ). Интервал времени  $\Delta t$  целесооб-

разно выбирать исходя из возможностей быстродействия работы демодулятора сигналов, скорости передачи символов канального алфавита и методов цифровой реализации алгоритма (8). В простейшем варианте величина  $\Delta t = T/N$ .

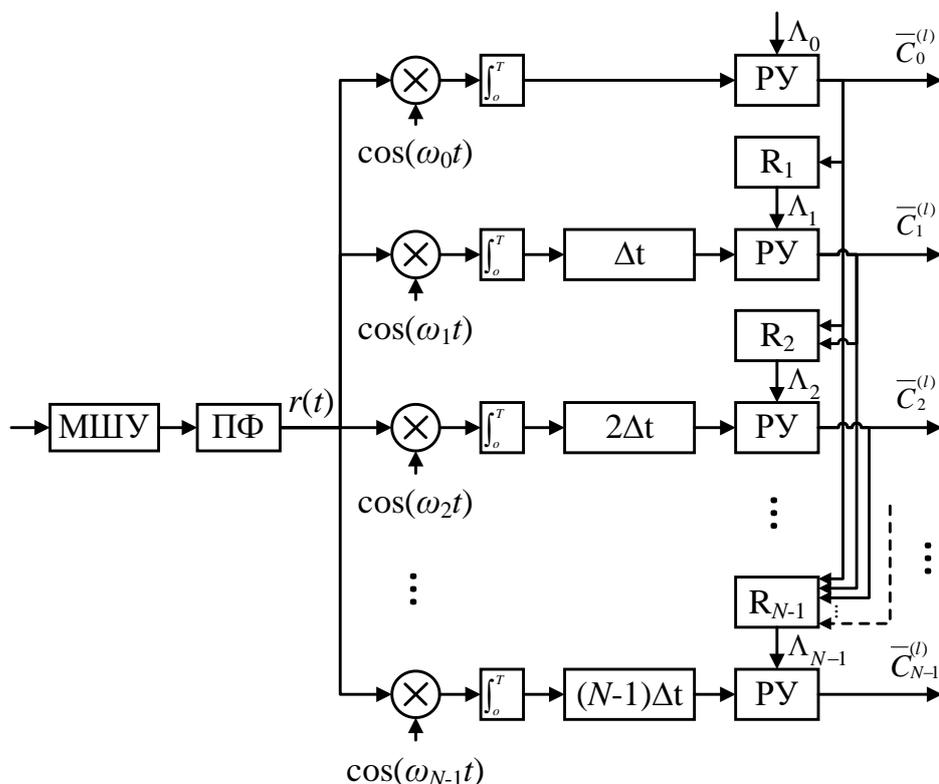


Рисунок 3 – Структурная схема многочастотного корреляционного приемника с обратной связью по решению

Элементы оперативной памяти  $R_p$  ( $p=1,2,\dots,N-1$ ) содержат наборы значений коэффициентов корреляции сигналов, передаваемых на поднесущих частотах, в соответствии правой частью выражения (8).

Как видно из рисунка 3, на величину  $\Lambda_n$  при приеме сигнала на поднесущей частоте  $\omega_{N-1}$  оказывают влияние оценки решений об  $N-1$  принятом символе на интервале времени  $t \in [0; T]$ . Таким образом, на выходах демодулятора с обратной связью по решению на интервале времени  $t \in [T; 2T]$  будут формироваться оценки  $\bar{C}_p^{(r)}$  принятых символов.

Сложность классического поэлементного когерентного приема без учета межканальной интерференции для SEFDM сигналов с  $N$ -поднесущей равна  $O(N)$ . При объеме символов канального алфавита  $M=2$ , вычислительная сложность алгоритмов при-

ема «в целом» равна  $O(2^N)$ . Сложность алгоритма приема с обратной связью по решению в простейшем случае, когда учитывается оценка символа, принятого лишь на предыдущем шаге, можно определить величиной  $O(2N)$ . При максимальной зависимости (рисунок 3), сложность алгоритма с обратной связью по решению можно оценить, как  $O((N-1)N)$ . Сравнение вычислительной сложности алгоритмов приема при различном масштабе отображения приведено на рисунке 4. Из анализа графиков видно, что вычислительная сложность алгоритма с обратной связью оказывается значительно ниже, чем при использовании алгоритма приема «в целом», например, в 50 раз для простейшего случая приема с обратной связью при  $N = 10$ .

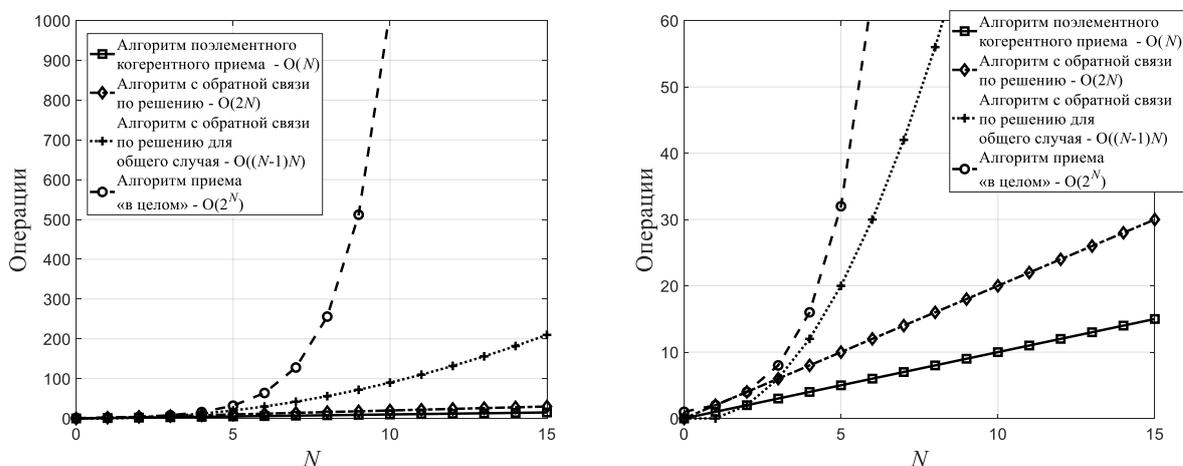


Рисунок 4 – Сравнение вычислительной сложности алгоритмов приема при различном масштабе отображения

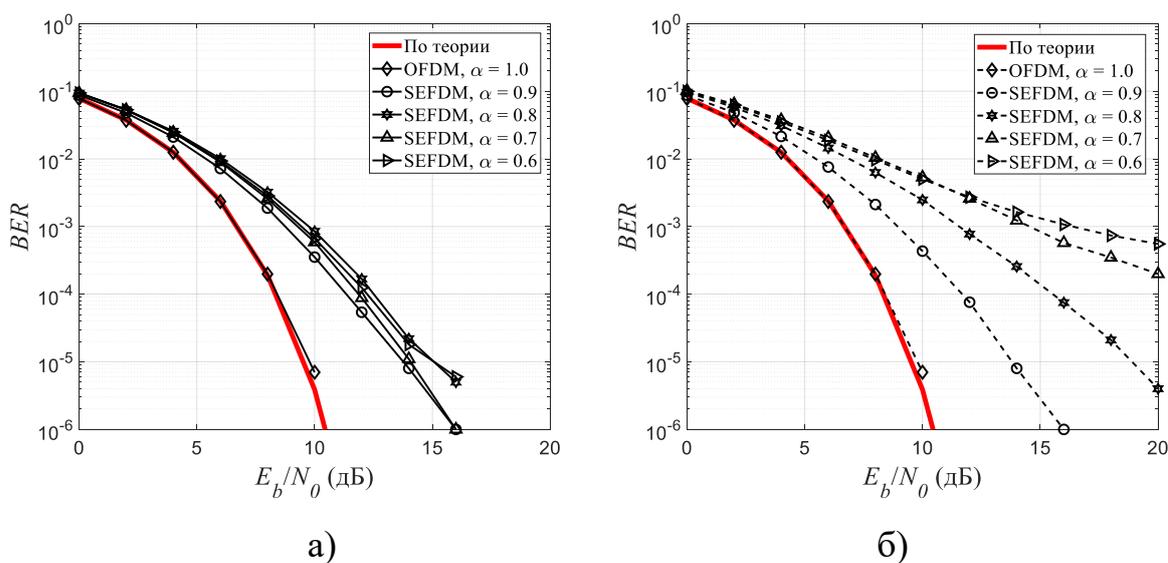
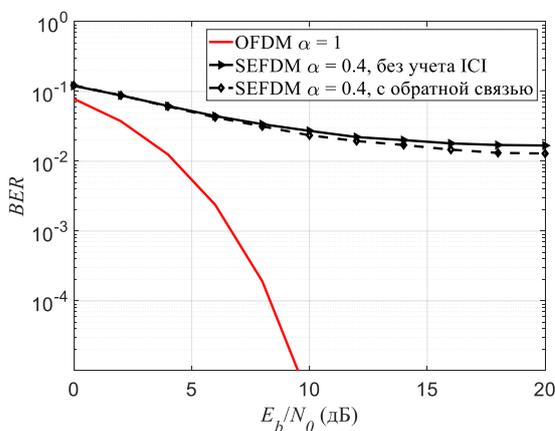


Рисунок 5 – Зависимости вероятности ошибок от отношения  $E_b/N_0$  при приеме SEFDM сигналов с глубиной обратной связи равной единице

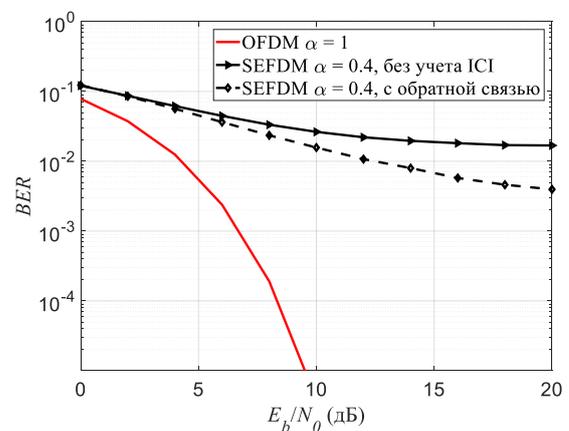
Рассмотрим вероятности ошибок на бит BER (Bit Error Rate) от отношения сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ) при использовании алгоритма приема с обратной связью по решению (рис.5,*а*) и при использовании классического алгоритма поэлементного приема (рис.5,*б*) без обратной связи. Можно видеть, что энергетические потери при приеме SEFDM сигналов по отношению к приему OFDM сигналов составляют не более 5 дБ в области значений вероятности ошибок BER  $p = 10^{-5}$ . Сравним эффективность алгоритма (рис.5, *а*) с обратной связью по решению и классического алгоритма (рис.5, *б*) когерентного поэлементного приема. Из анализа зависимостей на этих рисунках видно, что помехоустойчивость приема SEFDM сигналов по алгоритму (8) значительно выше, чем при использовании алгоритма приема, не учитывающего межканальную интерференцию (рис.5, *б*) и энергетический выигрыш составляет для BER  $p = 10^{-3}$  около 3 дБ для SEFDM сигналов при  $\alpha = 0.8$ .

Рассмотрим зависимость BER от  $E_b/N_0$  при различных значениях глубины обратной связи. При этом величина нормированного частотного разнеса  $\alpha = 0.4$ . На рис.6, *а-д*) приведены зависимости BER от  $E_b/N_0$  учитывающие при формировании порога  $\Lambda_n$  оценки решений о принятом символе на одной поднесущей частоте  $\omega_{n-1}$  (рис. 6, *а*); на двух поднесущих частотах  $\omega_{n-1}$  и  $\omega_{n-2}$  (рис. 6, *б*); на трех поднесущих частотах  $\omega_{n-1}$ ,  $\omega_{n-2}$  и  $\omega_{n-3}$  (рис. 6, *в*) и на четырех поднесущих частотах  $\omega_{n-1}$ ,  $\omega_{n-2}$ ,  $\omega_{n-3}$  и  $\omega_{n-4}$  (рис. 6, *д*).

При имитационном моделировании было выбрано количество поднесущих  $N = 32$ . На этих же рисунках приведены зависимости BER от  $E_b/N_0$  для алгоритма поэлементного приема, не использующего обратной связи по решению.



*а*)



*б*)

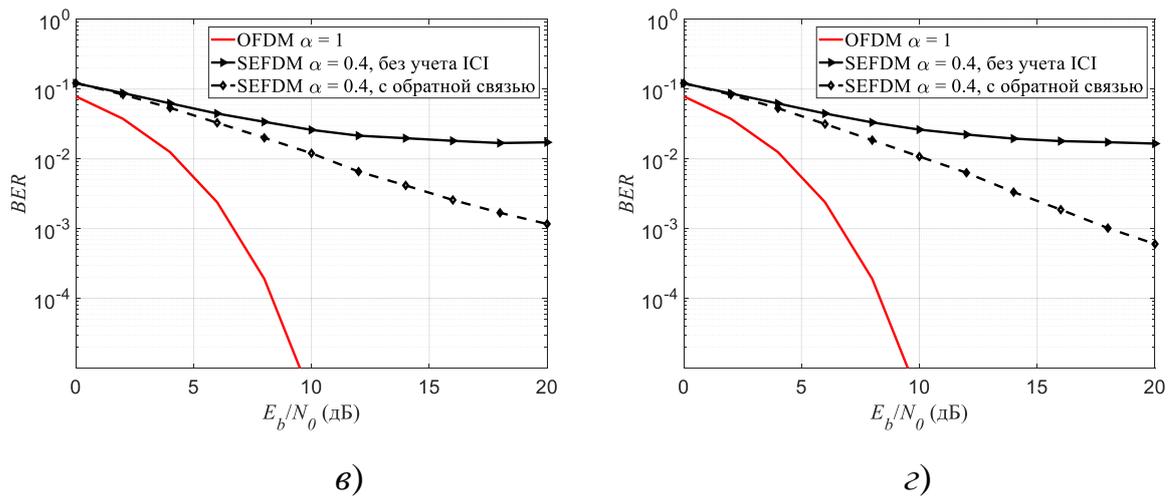


Рисунок 6 –Зависимости вероятности ошибок от отношения  $E_b/N_0$  при приеме SEFDM сигналов при различной глубине обратной связи

Анализируя полученные результаты моделирования, можно сделать следующие выводы. Во-первых, с увеличением глубины обратной связи удастся обеспечить уменьшение вероятности ошибок на бит более чем на порядок при  $E_b/N_0 = 20$  дБ при переходе от формирования порога  $\Lambda_n$  оценки решений о принятом символе от одной поднесущей частоты  $\omega_{n-1}$  (рис. 6, а) к четырем поднесущим частотам  $\omega_{n-1}$ ,  $\omega_{n-2}$ ,  $\omega_{n-3}$  и  $\omega_{n-4}$  (рис. 6, з). Во-вторых, в областях сигнал/шум  $E_b/N_0$  больше 5 дБ не наблюдается эффект группирования ошибочных решений, связанный с тем, что символы, принятые на участвующих в обратной связи поднесущих частотах, приняты с ошибкой. По-видимому, такое группирование ошибок возникает в областях отношений сигнал/шум меньше 2-3 дБ.

Оценка энергетической эффективности применения алгоритмов поэлементного приема с обратной связью по решениям приведена в таблице 1. В этой таблице приведены энергетические выигрыши, которые обеспечивает применение алгоритма приема с обратной связью по решению по сравнению с использованием алгоритма приема, не учитывающего межканальную интерференцию.

Таблица 1 – Энергетические выигрыши.

Вероятность ошибок	$\Delta f=1/T$	$\Delta f=0.9/T$	$\Delta f=0.8/T$	$\Delta f=0.7/T$	$\Delta f=0.6/T$
$p = 10^{-2}$	0 (дБ)	0.2 (дБ)	2 (дБ)	3.0 (дБ)	3.0 (дБ)
$p = 10^{-3}$	0 (дБ)	0.5 (дБ)	3 (дБ)	5.5 (дБ)	7.5 (дБ)

Как видно из таблицы, для значений вероятности ошибок  $p = 10^{-2}$  и  $p = 10^{-3}$  энергетические выигрыши достигают величин от 0.2 дБ до 7.5 дБ.

### 3. Методика определения оптимального значения по критерию максимизации энергетической эффективности пик-фактора излучаемых колебаний неортогональных многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле

Как и другие многочастотные сигналы, SEFDM сигналы обладают высоким пик-фактором. Для ограничения значения пик-фактора можно использовать ограничитель и усилитель. При фиксированном значении отношения сигнал-шум такая комбинация позволит увеличить среднюю мощность, что приводит к уменьшению вероятности ошибки. Однако при значительном ограничении пик-фактора возрастают интерференции между поднесущими, что приводит к увеличению вероятности ошибки. Это значит существует эффективное значение ограничения пик-фактора с точки зрения минимизации вероятности ошибки на приёме. Это процесс показан на рисунке 7.

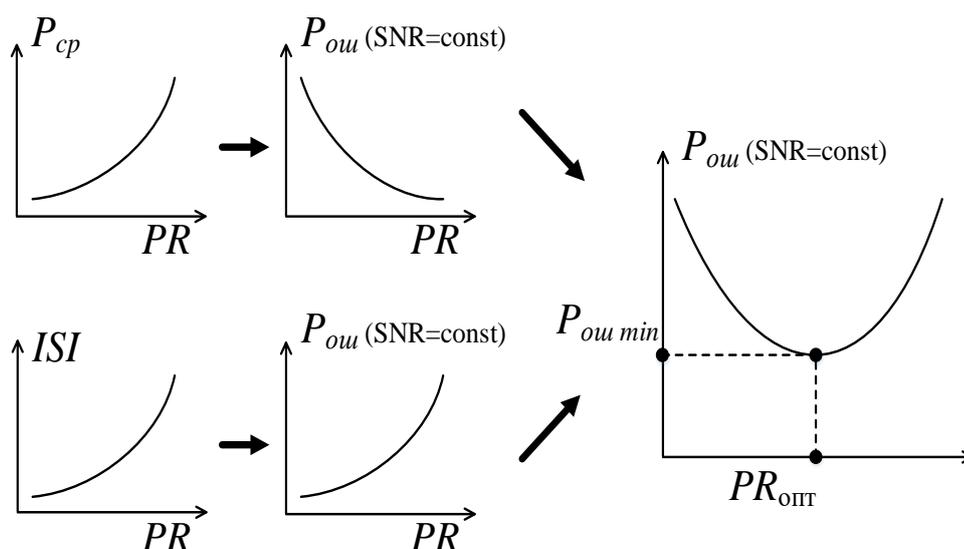


Рисунок 7 – Иллюстрация методики определения оптимального значения по критерию максимизации энергетической эффективности пик-фактора сигналов

На рисунке 8 показывает блок-схему определения оптимального значения ограничения пик-фактора по критерию максимизации энергетической эффективности излучаемых колебаний многочастотных сигналов.

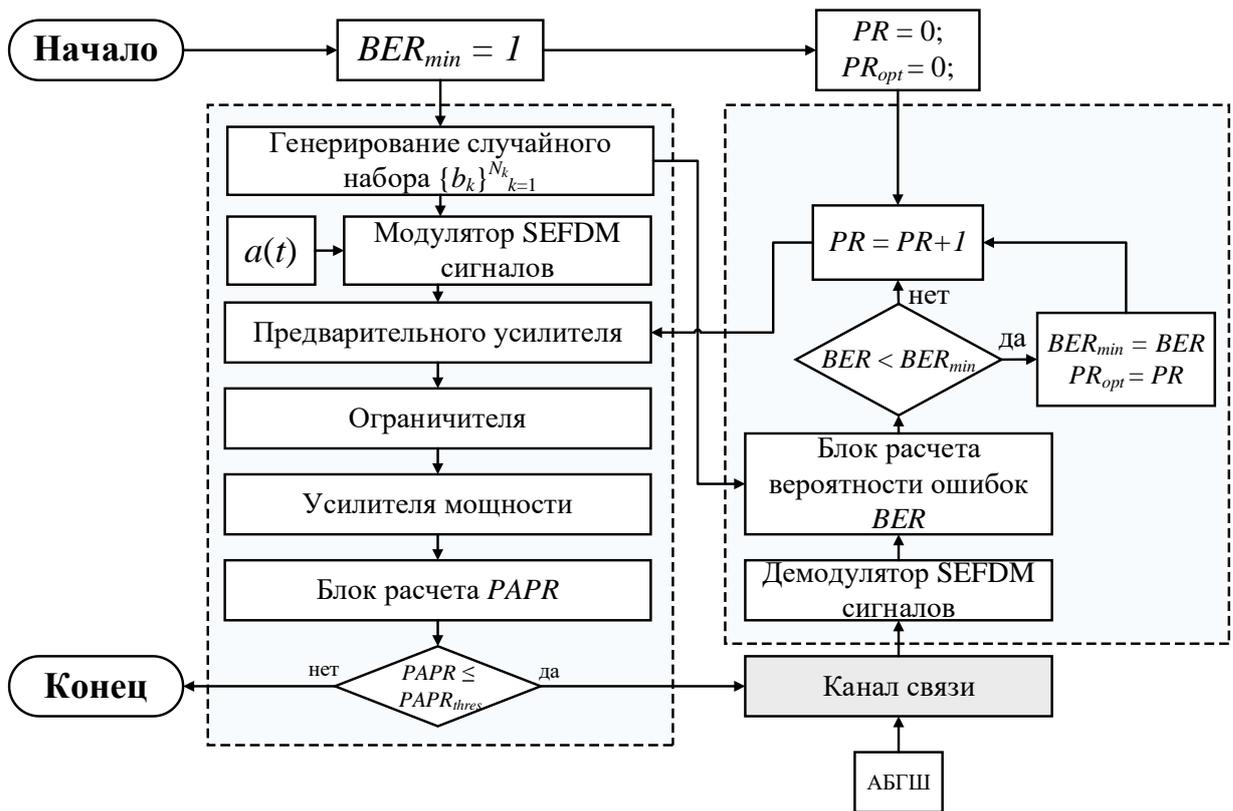


Рисунок 8 – Блок-схема определения оптимального значения пик-фактора

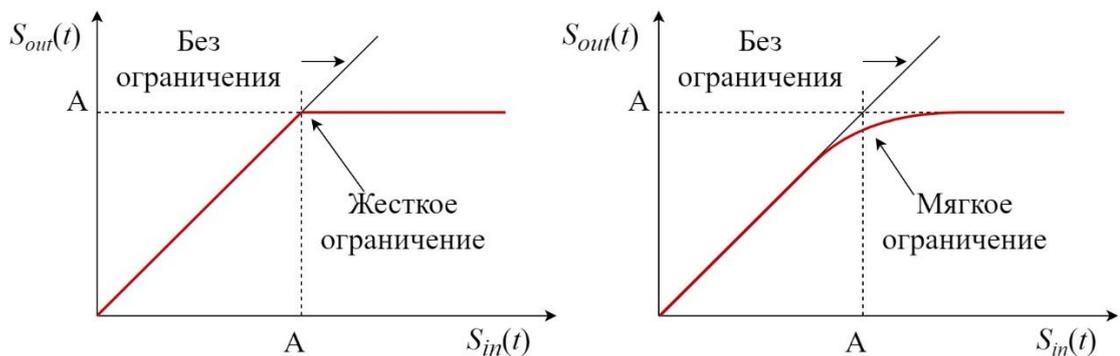


Рисунок 9 – Методы ограничения пик-фактора: жесткое (а) и мягкое ограничение (б)

В работе используется 2 метода для ограничения амплитуда: жесткое (рисунок 9.а) и мягкое (рисунок 9.б) ограничения. Для жесткого ограничения, соотношение входной и выходной амплитуд выражается следующим образом:

$$s_{out}(t) = \begin{cases} s_{in}(t), & 0 \leq s_{in}(t) < A \\ A, & A \leq s_{in}(t) \end{cases}$$

где  $A$  – значение порога ограничения

Для мягкого ограничения:

$$s_{out}(t) = \frac{v_k s_{in}(t)}{\left(1 + (v_k s_{in}(t) / A)^{2p_k}\right)^{1/2p_k}}$$

где  $v_k$  – значение усиления входного сигнала,  $p_k$  – параметр модели усилителя,  $A$  – порог ограничения (выходная амплитуда в точке насыщения). Плавность перехода в область насыщения можно регулировать с помощью параметров  $p_k$  и  $v_k$ . Изменяя плавность, можно достичь желаемого значения ограничения PAPR при заданных искажениях спектра.

#### 4. Анализ энергетических и спектральных характеристик многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле для различных форм огибающих сигналов на поднесущих частотах

На рисунке 10 представлена разработанная имитационная модель исследования, которая была реализована в системе Matlab. Она включает в себя источник информации, блок передающей модули, блоки расчета спектральных характеристик и пик-фактора, блок имитации канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и блок приемной модули.

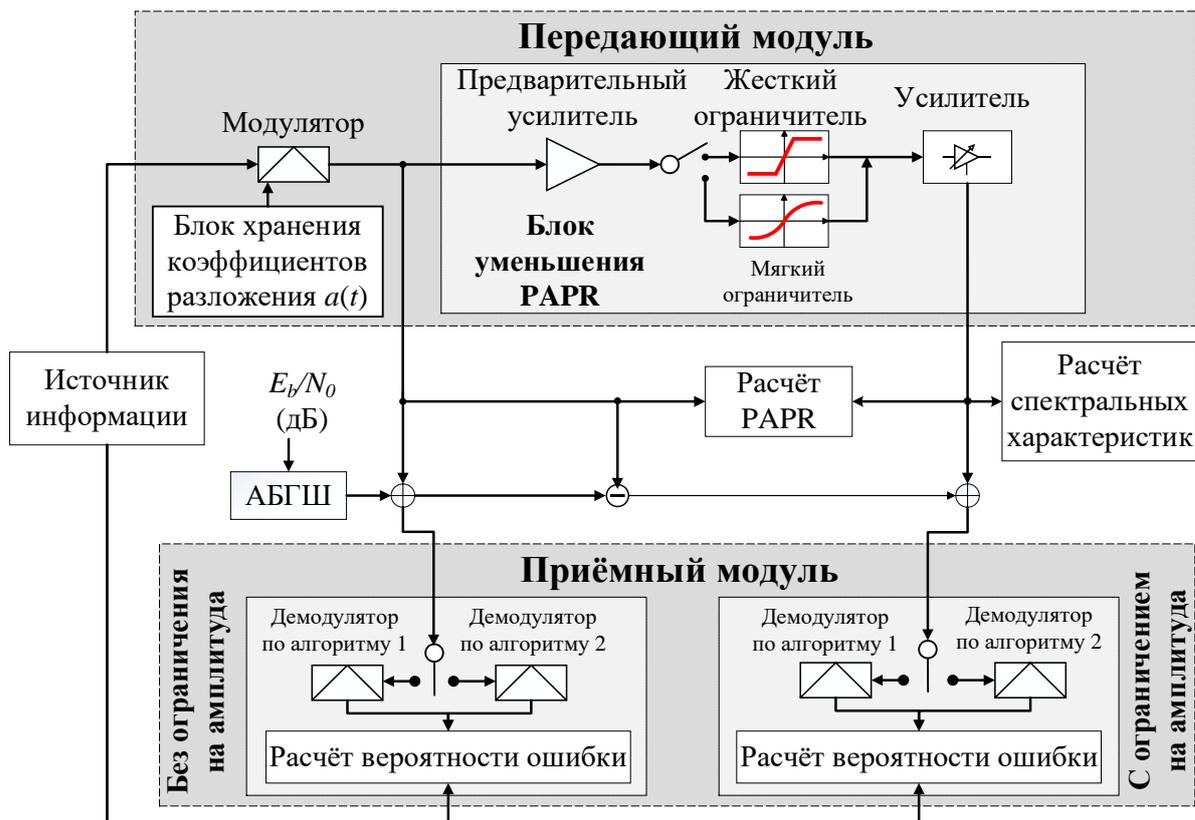


Рисунок 10 – Блок-схема имитационного моделирования

В блоке передающей модули, есть 2 типа ограничителя: жесткий и мягкий. В блоке приемной модули, процесс прием по 2 алгоритму: (1) алгоритм поэлементный и (2) алгоритм когерентного приема с обратной связью по решению.

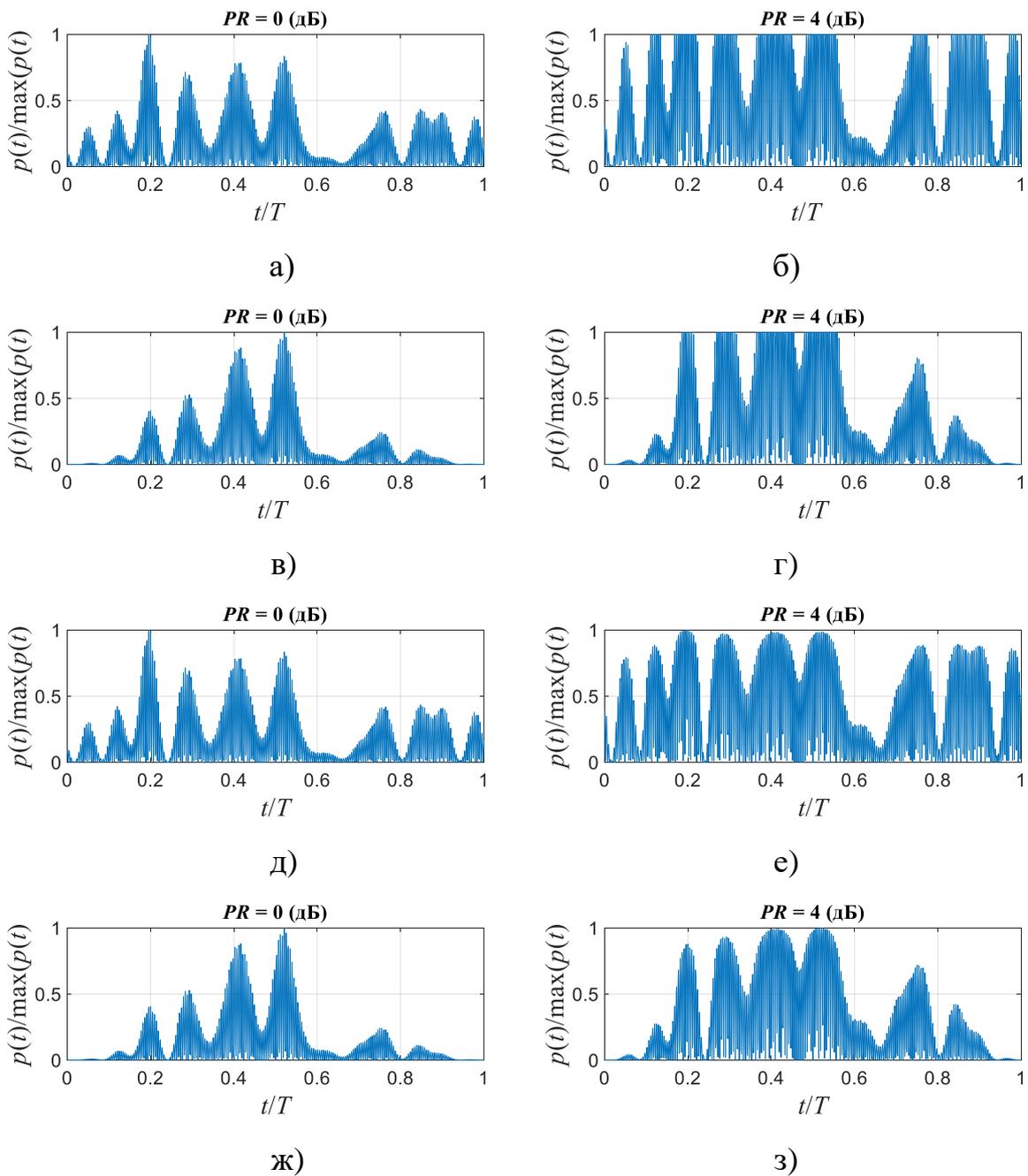


Рисунок 11 – Пример мгновенной мощности сигналов

Примеры мгновенной мощности сигналов (без ВЧ заполнения) для разных методов ограничения и для разных видов огибающей при разных значениях ограничения пик-фактора 0 и 4 дБ представляются на рисунок 11. Рисунки 11 а-б) показывают мгновенную мощность сигнала для прямоугольной огибающей при использовании метода жесткого ограничения, а рисунки 11 в-г) для огибающей вида «sin» при использовании метода жесткого ограничения, рисунки 11 д-е) для прямоугольной огибающей при использовании метода мягкого ограничения, и рисунки 11 ж-з) для оги-

бающей вида «sin» при использовании метода мягкого ограничения. Спектры сигналов для разных методов ограничения и для разных видов огибающей показаны на рисунке 12. Количество поднесущих частот SEFDM сигнала выбрано  $N = 16$ . Использование метода мягкого ограничения для уменьшения пик-фактора приводит к меньшему уровню внеполосного излучения (ООВЕ) по сравнению с жестким ограничением при отстройке от несущей частоты больше  $20/T$ .

Вместе с этим, с помощью использования огибающей вида «sin» скорость спада ООВЕ увеличивается. Например, сравним рисунки 12 в) и 12 г), ширина полосы занимаемых частот уменьшается с  $44/T$  на  $32/T$  при уровне 30 дБ.

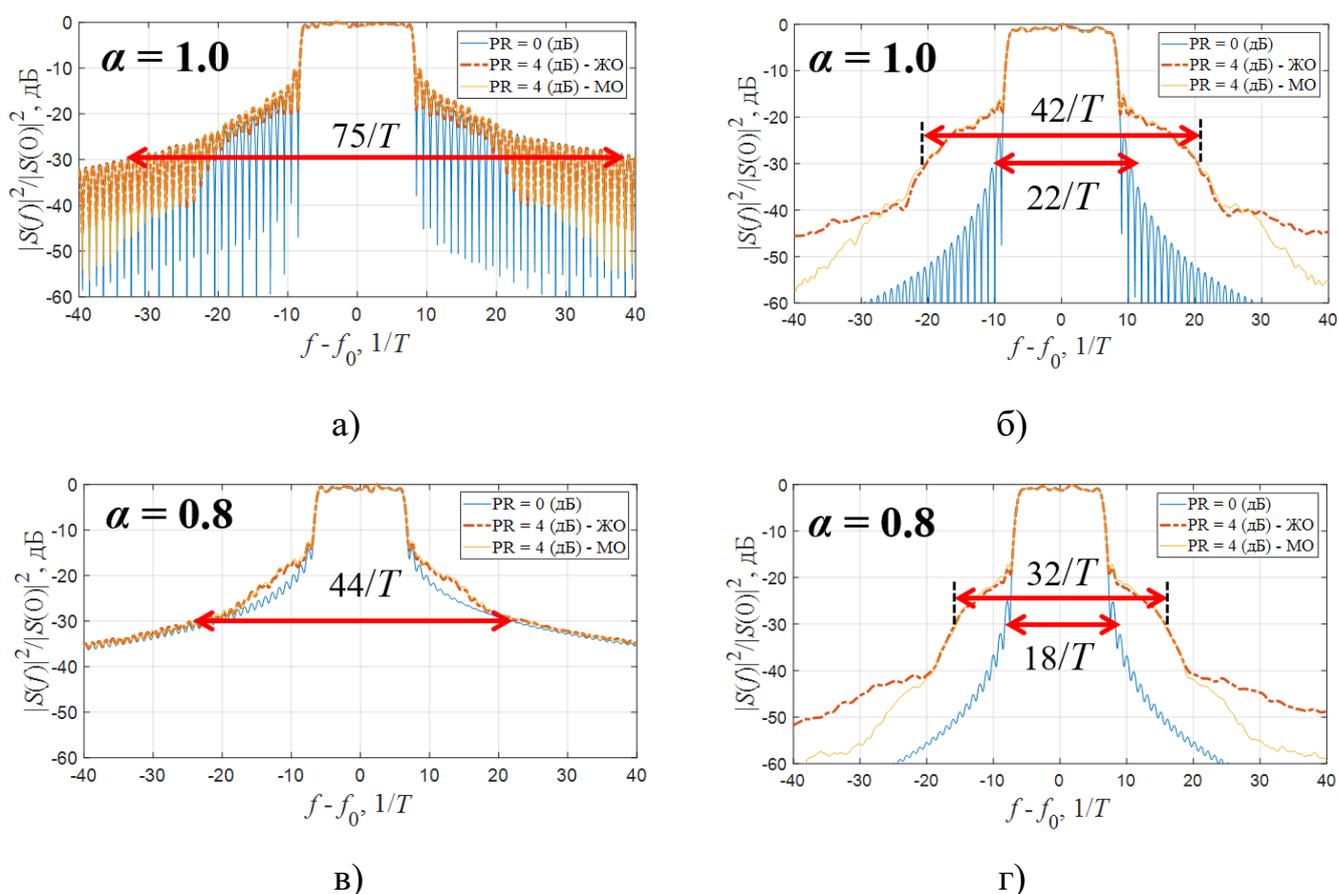


Рисунок 12 – Спектры сигналов для прямоугольной огибающей (а,в) и для огибающей вида «sin» (б,г). ЖО – Жесткое ограничение; МО – Мягкое ограничение

Рассмотрим зависимость BER от  $E_b/N_0$  для прямоугольной формы огибающей, представлена на рисунках 13. При использовании алгоритм поэлементного когерентного приема без учета межканальной интерференции (рисунки 13 а,б) можно видеть, что энергетический выигрыш составляет для BER  $p = 10^{-3}$  около 3 дБ в случае огра-

ничения пик-фактора сигнала. Подобный результат тоже получается при использовании алгоритма с обратной связью по решению (рисунки 13 в,г). Сравним графики на рисунках 13 б) и 13 г), т.е. для SEFDM сигналов с частотным разносом  $\alpha = 0.8$ , можно сделать вывод, что, комбинируя использование алгоритма приема с обратной связью по решению и метода ограничения PAPR, энергетический выигрыш может достигать 4 дБ дБ в области значений вероятности ошибок BER  $p = 10^{-3}$ .

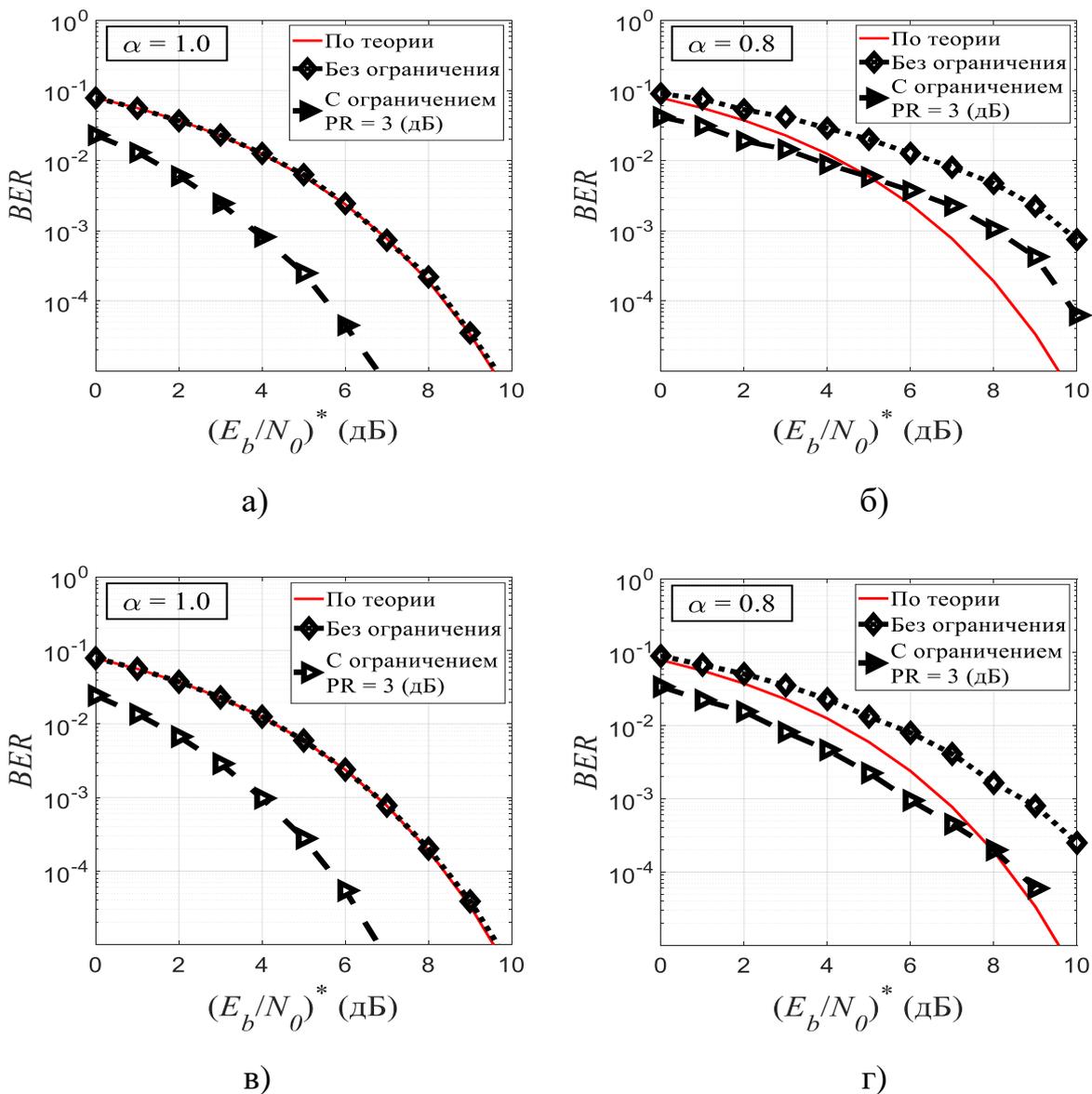


Рисунок 13 – Вероятность ошибки для прямоугольной огибающей

Для огибающей формы вида «sin», зависимость BER от  $E_b/N_0$  показана на рисунках 14. При отношении сигнал-шум меньше, чем 15 дБ, мы получаем аналогичные результаты по эффективности использования алгоритма приема с обратной связью по

решению и методов ограничения пик-фактора. Мы также заметили, что использование синусоидальной огибающей снижает помехоустойчивость, но, в свою очередь, увеличивает скорость спада внеполосных излучений (рисунок 12).

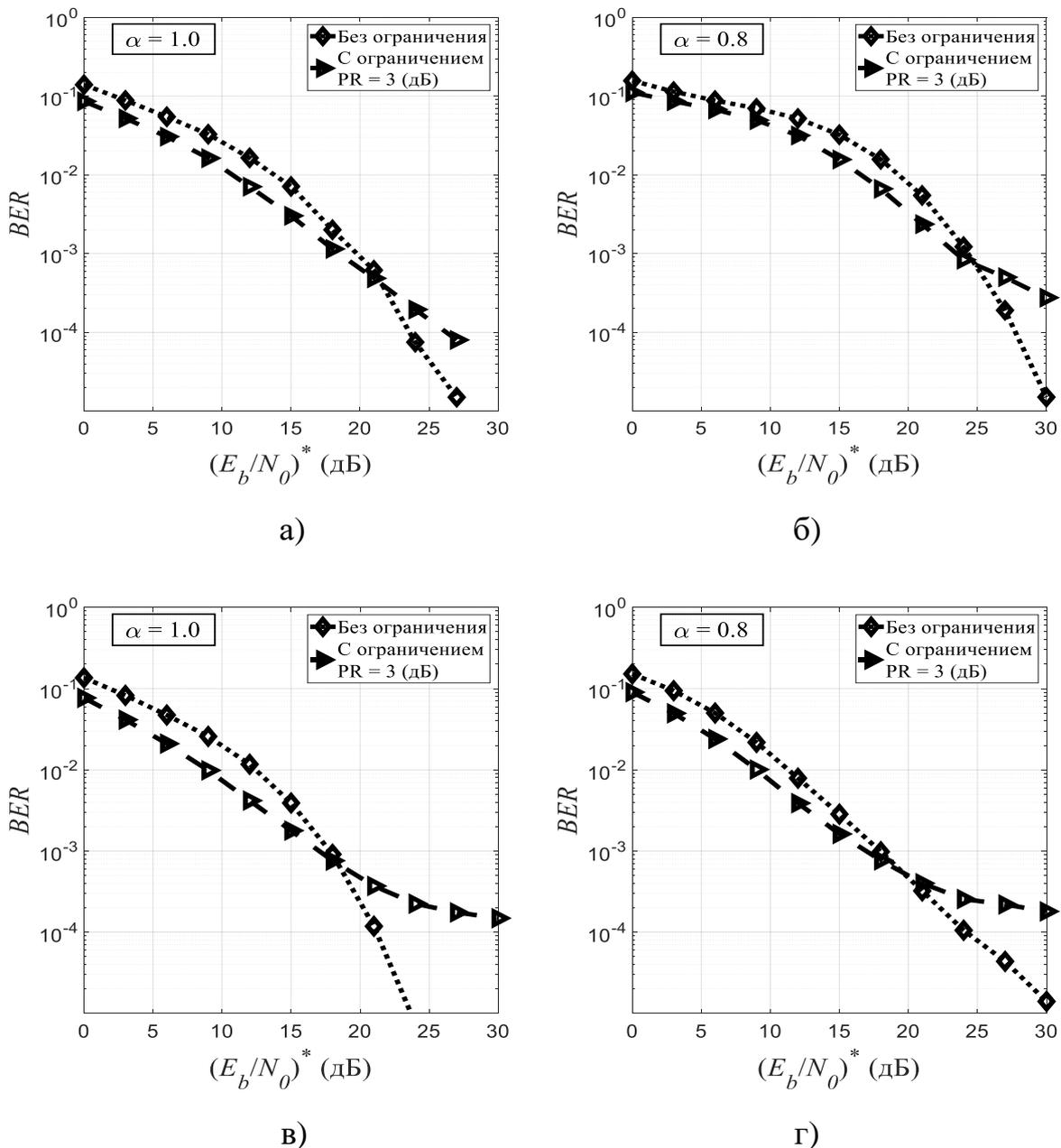


Рисунок 14 – Вероятность ошибки для огибающей вида «sin»

Для оценки ограничения пик-фактора SEFDM сигналов на радиопередатчике, рассмотрим вероятность ошибки в зависимости от значения снижения пик-фактора на рисунках 15 а-з) при фиксированном значении  $E_b/N_0 = 7$  дБ. Рисунки 15 а, в) показывают результаты для случая использования алгоритма поэлементного когерентного приема без учета межканальной интерференции. Рисунки 15 б, з) представлены для

случая использования алгоритма приема с обратной связью по решению. Рисунки 15 а, б) для прямоугольной огибающей и рисунки 15 в, г) для огибающей вида «sin».

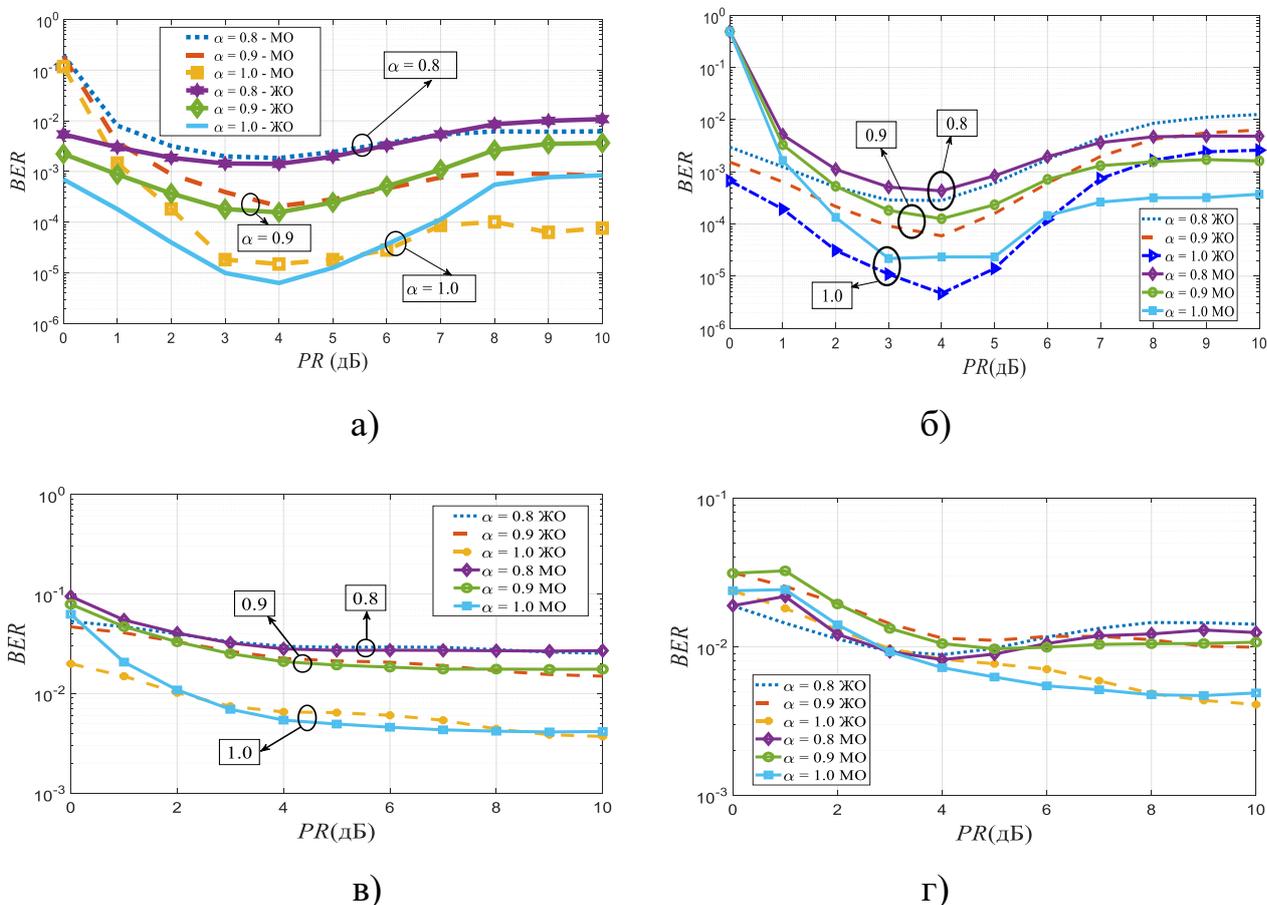


Рисунок 15 – Зависимости BER от значения снижения пик-фактора  $PR$

Исходя из анализа графиков, можно заметить, что при увеличении значения ограничения пик-фактора вероятность ошибки уменьшается и достигается минимум в точке 4-5 дБ. При значении ограничения пик-фактора  $PR \geq 5$  дБ помехоустойчивость приёма не сильно улучшается и даже начинается ухудшаться (видно в случае прямоугольной огибающей). Это значит, что эффективное значение ограничения пик-фактора равно 4 -5 дБ.

Имитационные модели также применялись для передачи кадров стандарта DVB-T2. На рисунках 16 представлены сравнения результатов моделирования для алгоритма приема с обратной связью по решению в двух случаях: (а) для произвольных пакетов с количеством поднесущих  $N = 16$  и (б) для конкретных пакетов стандарта DVB-T2. Параметры пакета DVB-T2 для моделирования включают: размер БПФ 1К, пилотный шаблон PP4 и пилотные группы CP1.

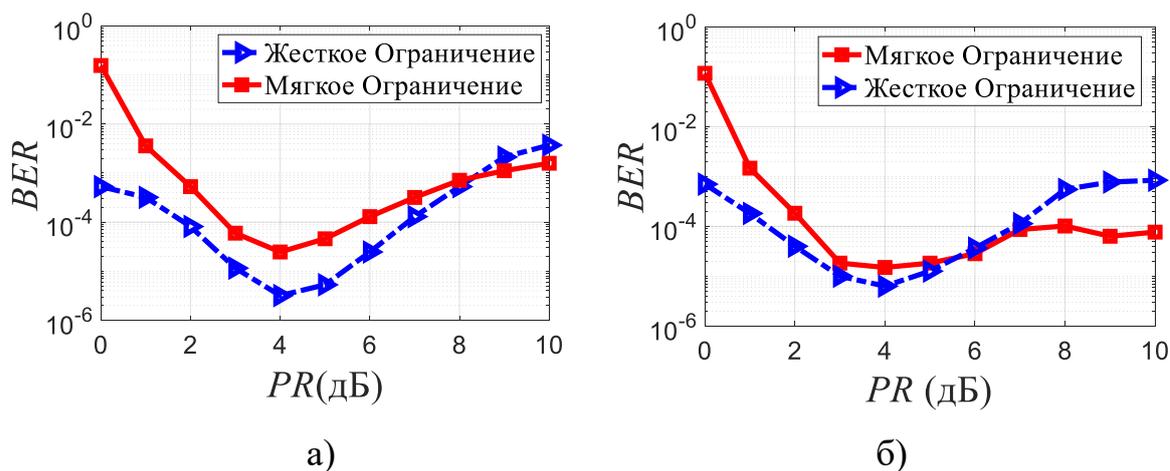


Рисунок 16 – Вероятность ошибки в зависимости от значения снижения пик-фактора при отношении сигнал-шум 7 дБ: *а* – По модели при  $N = 16$ ; *б* – Для пакета DVB-T2

В результате исследований получено, что существует оптимальное по минимизации вероятности ошибки значение  $PR$ . Данное значение равно 4-5 дБ, причем как для жесткого, так и для мягкого варианта ограничения. Причем данное значение практически не меняется для случая формата сигналов DVB-T2 и для намного меньшего количества поднесущих частот.

### Заключение

**Основные результаты работы.** В ходе исследований получены следующие результаты:

1. Показано, что независимо от уровня ограничения и вида огибающей значение числа итераций, достаточных для расчёта спектральных характеристик и пик-фактора, равно 200. Дальнейшее увеличение количества итераций не приводит к значимому увеличению точности.

2. Предложенный алгоритм приема с обратной связью по решению является достаточно эффективным для повышения помехоустойчивости приема многочастотных неортогональных сигналов при наличии безынерционного амплитудного ограничения в радиопередатчике. Для значений вероятности ошибок  $p = 10^{-2}$  и  $p = 10^{-3}$  энергетические выигрыши достигают величин от 0.2 дБ до 7.5 дБ для различных значений неортогонального разнеса поднесущих частот.

3. Эффективное значение ограничения пик-фактора равно 4 -5 дБ и данное значение практически не меняется для случая формата сигналов DVB-T2.

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

**Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК**

1. Дак Кы Нгуен, Овсянникова А.С., Завьялов С.В., Волвенко С.В., Смирнова Е.Н. Особенности использования SEFDM сигналов с оптимальной огибающей в условиях жесткого и мягкого ограничений на передающем устройстве//Радиотехника. 2020. Т. 84. № 12(24). С. 52–61. DOI: 10.18127/j00338486-202012(24)-05.

2. Nguyen D.C., Zavyalov S.V., Volvenko S.V. Transmission efficiency of multi-frequency signals in MBC using amplitude limitation on the transmitting module. Computing, Telecommunications and Control, 2020, Vol. 13, No. 1, Pp. 42-52. DOI: 10.18721/JCSTCS.13104.

3. Макаров С.Б., Завьялов С.В., Нгуен Д.К., Овсянникова А.С. Когерентный прием неортогональных спектрально-эффективных многочастотных сигналов при использовании алгоритма с обратной связью по решению. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 4. С. xx-xx. DOI: 10.32603/1993-8985-2021-24-4-xx-xx.

**Публикации в изданиях, индексируемых в Scopus и Web of Science**

1. Nguyen D. C., Zavjalov S. V., Ovsyannikova A. S. The effectiveness of application of multi-frequency signals under conditions of amplitude limitation //Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. – Springer, Cham, 2019. – pp. 681-687.

2. Nguyen D.C. et al. The Effectiveness of Tone Reservation Method for Peak-to-Average Power Ratio Reduction of SEFDM Signals with Optimal Envelopes // 2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). – IEEE, 2019. – pp. 165-168.

3. Nguyen D.C., Zavjalov S.V., Ovsyannikova A.S., Nguyen C.M. Improving the effectiveness of the multi-frequency signals application under conditions of amplitude limitation (2019) Journal of Physics: Conference Series, 1326 (1), art. № 012028, pp. 1-5. DOI: 10.1088/1742-6596/1326/1/012028.

4. Nguyen D.C., Zavjalov S.V., Ovsyannikova A.S., Volvenko S.V., Smirnova E., Nguyen C.M. (2020) On Application of Hard-Clipping and Soft-Clipping for SEFDM Signal with Optimal Envelope. In: Galinina O., Andreev S., Balandin S., Koucheryavy Y. (eds) Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. NEW2AN 2020, ruSMART 2020. Lecture Notes in Computer Science, vol 12526. Springer, Cham. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-65729-1\\_16](https://doi.org/10.1007/978-3-030-65729-1_16).

5. Nguyen D.C., Makarov S.B., Ovsyannikova A.S., Nguyen C.M. Iterative Algorithm with Feedback for Coherent Detection of Non-Orthogonal Spectrally Efficient Multi-Frequency Signals // Conference YETI-2021, April 22-23.

### **Другие статьи и материалы конференций**

1. Нгуен Д.К. Методика расчёта энергетических и спектральных характеристик многочастотных сигналов при наличии амплитудного ограничения на передающем модуле // Неделя Науки-2020.

2. Нгуен Д.К., Овсянникова А.С., Завьялов С.В. Особенности работы модема на основе спектрально-эффективных многочастотных сигналов при условии амплитудного ограничения // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. 2019, №.1, pp. 68-70.

3. Нгуен Д.К., Завьялов С.В., Волвенко С.В. Оценка времени доставки сообщений в метеорном канале с помощью многочастотных сигналов при условии амплитудного ограничения на передающем модуле // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. – 2020. – №. 1. – pp. 101-104.

4. Нгуен Д.К. Оценка эффективности применения амплитудного ограничения на передающем модуле в системе DVB-T2 // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. 2021

Аспирант \_\_\_\_\_ Нгуен Дак Кы