

На правах рукописи

Гельгор Александр Леонидович

**СИНТЕЗ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ
СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ОГРАНИЧЕНИЙ НА ВЕЛИЧИНУ
ПИК-ФАКТОРА КОЛЕБАНИЙ И КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2010

Работа выполнена в государственном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет»

Научный руководитель:

кандидат технических наук, доцент *Попов Евгений Александрович*.

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор, *Путилин Алексей Николаевич*,

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, *Гутин Виталий Семенович*.

Ведущая организация:

ОАО «Мощная аппаратура радиовещания и телевидения» («МАРТ»).

Защита состоится 16 декабря 2010 года в 15⁰⁰ часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 в ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» по адресу: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, II уч. корпус, ауд. 470.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ГОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет»

Автореферат разослан 15 ноября 2010г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.229.01
доктор технических наук, профессор



Коротков А.С.

1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы диссертации. Повышение эффективности систем передачи информации по радиоканалам было и остаётся одной из основных задач, стоящих перед разработчиками приёмопередающей аппаратуры. На современном этапе развития программно-аппаратных средств формирования и обработки сигналов удастся использовать такие достижения в области повышения эффективности систем передачи информации как многоуровневая модуляция, помехоустойчивое кодирование и перемежение. Однако с каждым годом возрастает потребность в передаче все более скоростных потоков информации, при этом уже задействованы практически все пригодные для радиосвязи участки спектра: от десятков Гц до десятков ГГц. В этой связи не ослабевают попытки исследователей повышения эффективности использования отведенных существующим системам участков спектра, уже и без того достаточно загруженных. При этом наряду с такими мерами, как многократное использование частот за счёт пространственно-временного уплотнения каналов, необходимо решать задачи оптимизации видов сигналов, методов модуляции и кодирования, приближая характеристики систем к потенциально возможным, обусловленным границей Шеннона.

В общем случае повышение эффективности связано с увеличением объёмов передаваемой информации за счёт и повышения скорости передачи и использования многопозиционных сигнально-кодовых конструкций, обеспечивая при этом приемлемую достоверность приёма. Количественно эффективность работы системы принято характеризовать двумя параметрами: удельными затратами полосы частот и удельными энергетическими затратами, и чем меньше значение указанных параметров, тем выше эффективность системы.

Исторически первыми методами снижения удельных затрат полосы частот, по-видимому, следует считать фильтрацию традиционных сигналов с прямоугольной формой огибающей. При использовании фильтров больших порядков удаётся получить высокие значения удельных затрат полосы, однако возникающая при этом неуправляемая межсимвольная интерференция (МСИ) приводит к существенному ухудшению качества приёма, компенсация которого возможна лишь путём существенного увеличения удельных энергетических затрат.

Выбор формы сглаженной огибающей сигналов для снижения удельных затрат полосы частот как решение оптимизационной задачи, по-видимому, впервые был предложен М. Гуревичем, когда в качестве критерия рассматривалась максимизация энергии в заданной полосе частот. При этом из-за наличия скачков огибающей на концах тактового интервала скорость спада энергетического спектра γ оказывалась невысокой. Указанный недостаток преодолён в работах Л. Школьного, где была поставлена задача поиска формы огибающей, минимизирующей среднюю вредность излучения при дополнительном ограничении на γ . Огибающая на концах тактового интервала оказывалась равной нулю, однако пик-фактор Π сигналов с такими огибающими оказывался тем выше, чем сильнее ограничивалась γ .

Во второй половине XX века усилиями ряда отечественных и зарубежных исследователей возникло и стало активно развиваться новое направление, связанное с использованием в системах передачи дискретных сообщений нового класса сигналов, называемых спектрально-эффективные. Для таких сигналов характерны гладкие амплитудно-фазовые траектории, что приводит к высокой степени компактности спектра, т.е. малым удельным затратам полосы частот, а использование оптимальных или, даже, подоптимальных алгоритмов приёма позволяет получать приемлемые удельные энергетические затраты.

Для таких сигналов в работах Д. Вальдмана и Сюз Вея получены оптимальные формы огибающих, когда по-прежнему минимизируется средняя вредность излучения и дополнительно ограничиваются пик-фактор и уровень управляемой МСИ как условие на величину коэффициента корреляции K . Однако результаты были получены лишь для малой глубины МСИ и предельных значений Π и K . Таким образом, остается открытым вопрос, как изменится решение при увеличении глубины МСИ и вариации значений Π и K .

Удельные энергетические затраты, т.е., по существу, энергетическая эффективность используемых сигналов существенным образом зависит от выбранного метода приёма. Разумеется, наибольшей помехоустойчивостью обладает приём “в целом” всей передаваемой последовательности сигналов. Однако, зачастую, фактором, сдерживающим широкое применение такого метода, является его значительная сложность реализации. Ещё более актуальным становится этот фактор, когда алгоритм приёма содержит переборную составляющую. В этой связи представляет интерес, с одной стороны, использование различных более простых подоптимальных алгоритмов, а с другой – формирование сигналов, для которых наряду со свойствами спектральной эффективности также присущ ряд особенностей, обеспечивающих упрощение алгоритмов приёма.

Объектом исследования в работе являются спектрально-эффективные многокомпонентные сигналы.

Предметом исследования являются удельная спектральная и энергетическая эффективности многокомпонентных спектрально-эффективных сигналов.

Целью работы является синтез спектрально-эффективных многокомпонентных сигналов, обеспечивающих заданную спектральную и энергетическую эффективности при наличии ограничений на величину пик-фактора колебаний и корреляционные характеристики.

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

- Постановка и решение оптимизационной задачи поиска огибающей случайной последовательности многокомпонентных сигналов, имеющих заданную скорость спада энергетического спектра вне занимаемой полосы частот при ограничениях на величину пик-фактора и коэффициент групповой либо парциальной корреляции.

- Оценка точности численного метода синтеза огибающей многокомпонентных сигналов для различных значений заданных ограничений на скорость спада энергетического спектра, величину пик-фактора и коэффициент групповой либо парциальной корреляции.
- Разработка алгоритма когерентного приема “в целом” с поэлементным принятием решений на основе алгоритма Витерби.
- Построение имитационной модели формирования, передачи и приема многокомпонентных сигналов с оценкой помехоустойчивости приема.
- Определение шенноновской эффективности использования полученных многокомпонентных сигналов.

Методы исследования. В ходе исследований использовались методы теории вероятностей, математической статистики, теории случайных процессов, теории электрической связи, вариационного исчисления, методов вычислительной математики и программирования.

Вклад автора в разработку проблемы. Автором выведено выражение для определения пик-фактора многокомпонентных сигналов, сформулирована и численно решена оптимизационная задача синтеза спектрально-эффективных сигналов при наличии дополнительных ограничений на пик-фактор колебаний и корреляционные свойства. Разработана имитационная модель квадратурного формирования и приема многокомпонентных сигналов с использованием поэлементного алгоритма приема и алгоритма Витерби.

Обоснованность научных результатов обеспечивается применением апробированного метода численного решения оптимизационных задач, корректностью постановок и решения задач, вводимых допущений и ограничений, формулировок и выводов, комплексным использованием строгих аналитических методов исследования и подтверждается совпадением полученных результатов с известными для частных случаев.

Достоверность полученных результатов исследования определяется хорошим совпадением аналитических результатов с результатами имитационного моделирования и экспериментальных исследований.

Положения, выносимые на защиту.

- Получены оптимальные спектрально-эффективные 4-компонентные сигналы, обеспечивающие значение удельных затрат полосы $\beta_F = 0,45$, что более, чем в 2 раз меньше, чем у традиционных однокомпонентных сигналов с огибающей вида $\cos(x)$ при одинаковых энергетических затратах.
- Показано, что повышение спектральной эффективности многокомпонентных сигналов возможно путем увеличения числа компонент и ослабления ограничений на пик-фактор и корреляционные свойства, а именно при увеличении числа компонент с 16 до 32 предельное значение удельных затрат уменьшается от значения $\beta_F = 0,17$ до $\beta_F = 0,08$.

- При фиксированном числе компонент увеличение скорости спада спектра приводит к уменьшению предельно достижимого значения полосы частот по уровню внеполосных излучений, а именно для 32-компонентных сигналов повышение скорости спада энергетического спектра в 2,3 раза приводит к уменьшению полосы по уровню -60 дБ с $0,46/T$ до $0,29/T$.

- На основе имитационного моделирования показано, что погрешности реализации оптимальных форм сигналов при использовании конечной разрядной сетки и снижении разрядности ЦАП с 16 до 8 составляет не более 2%.

- Использование алгоритма приема на основе алгоритма Витерби при обработке 4-компонентных сигналов обеспечивает среднюю вероятность ошибки на бит не более $p = 10^{-4}$ при фиксированной пиковой мощности и энергетических затратах $h_0^2 = 12$ дБ.

Научная новизна результатов диссертационной работы.

- Сформулирована и решена оптимизационная задача синтеза спектрально-эффективных многокомпонентных сигналов при наличии ограничений на величину пик-фактора колебаний, корреляционные свойства и скорость спада энергетического спектра случайной последовательности сигналов.

- Определено правило выбора начального приближения для численного решения оптимизационной задачи и правило оценки точности полученного решения.

- Показано, что повышение спектральной эффективности возможно только при увеличении числа компонент, что сопровождается ростом пик-фактора и уровня МСИ.

- Показано, что для любого заданного значения спектральной эффективности всегда существует граничное значение числа компонент, увеличение которого не приводит к улучшению результатов.

- Определено, что при построении квазиортогональных многокомпонентных сигналов с ростом числа компонент практически достигается предельное значение спектральной эффективности ортогональных сигналов.

- Разработана имитационная модель, позволяющая определять помехоустойчивость приема многокомпонентных сигналов по алгоритму Витерби и характеристики сигналов с учетом погрешностей формирования, обусловленных ограниченностью разрядной сетки цифро-аналоговых преобразователей.

- Показано, что при приеме многокомпонентных сигналов по алгоритму Витерби существует предельное значение коэффициента групповой корреляции, при котором еще удается устранить МСИ.

Теоретическая значимость результатов работы заключается в том, что впервые сформулирована и решена задача синтеза оптимальной огибающей многокомпонентных сигналов при наличии различных комбинаций ограничений на скорость спада спектра, величину пик-фактора колебаний и коэффициент корреляции. Определена помехоустойчивость приема алгоритма Витерби для много-

компонентных сигналов с МСИ. Значимость полученных теоретических результатов обусловлена их новизной и дальнейшим развитием теории сигналов и передачи сообщений.

Публикации. Результаты диссертационных исследований опубликованы в 6 статьях.

Апробация результатов. Материалы диссертационного исследования апробированы на Политехническом симпозиуме 2006 г., 64-й научно-технической конференции НТОРЭС им. А. С. Попова, международной научно-практической конференции “ XXXVIII Неделя науки СПбГПУ” 2009г.

Реализация результатов исследований. Результаты диссертационных исследований реализованы в НИР по Договору № 2538/140908802 от 25.06.2008 и НИР по Договору № 2538/140908803 от 25.06.2008 с ФГУП “НИИ “Вектор” (Санкт-Петербург), проводимых в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете в 2008-2010 годах.

Пути дальнейшей реализации. Научные и практические результаты, полученные в ходе выполнения исследования, в дальнейшем могут быть использованы при создании перспективных подвижных систем связи, модернизации систем спутникового и кабельного цифрового телевидения и беспроводной передачи данных в системах с кодовым разделением каналов.

Структура диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и одного приложения.

2. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении характеризуется актуальность, новизна, научная и практическая значимость, цель работы, формулируются научная задача и основные вопросы исследований, проводится краткий анализ работ, посвященных данной теме, перечислены основные научные и практические результаты, выносимые на защиту, и раскрывается содержание основных разделов работы и структура исследований.

В первой главе работы подробно рассматриваются традиционные однокомпонентные сигналы со сглаженными огибающими, для которых повышение спектральной эффективности связано с выбором формы огибающей. Определяются их временные и спектральные характеристики. Приводится алгоритм приема таких сигналов, оптимальный по критерию максимума отношения правдоподобия. Освещается вопрос синтеза огибающей однокомпонентных сигналов, как решение вариационной задачи.

Далее вводятся в рассмотрение многокомпонентные сигналы. Идея построения таких сигналов на примере 2-компонентных сигналов может быть пояснена следующим образом. На одной частоте одновременно передаются две последовательности традиционных сигналов со сглаженной огибающей (в дальнейшем называемых *компонентами*), каждая из которых имеет длительность тактового интервала $2T$ (в два раза большую исходной), при этом моменты начала тактовых интервалов последовательностей сдвинуты во времени на величину T .

Выражение для многокомпонентного сигнала, сформированного на несущей частоте f_0 с произвольным M -элементным сигнальным созвездием, состоящего из L компонент, начала тактовых ин-

тервалов которых сдвинуты друг относительно друга, и длительности тактовых интервалов которых равны LT может быть записано следующим образом:

$$y_{LN}(t) = \sum_{p=1}^L y_{LN}^{(p)}(t) = \sum_{p=1}^L \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{L}} A_{r_p}^{(k)} a\left(\frac{t - \Delta t_p - kLT}{L}\right) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{r_p}^{(k)}), \quad (1)$$

$$-LT/2 \leq t \leq -LT/2 + NLT + \max\{\Delta t_p\},$$

где $y_{LN}^{(p)}(t)$ – p -я компонента L -компонентного сигнала $y_{LN}(t)$, $a(t)$ – ограниченная на интервале $[-T/2, T/2]$ огибающая, Δt_p – величина задержки начала первого тактового интервала p -й компоненты относительно момента времени $t = -LT/2$, T – интервал следования символов канального алфавита, $A_{r_p}^{(k)}$ и $\varphi_{r_p}^{(k)}$ – амплитуда и фаза, соответствующие k -му символу канального алфавита p -й компоненты и определяемые сигнальным созвездием, причем индекс $r = 1, 2, \dots, M$ соответствует номеру символа в канальном алфавите, а индекс $k = 0, 1, \dots, N-1$ отражает принадлежность к соответствующему тактовому интервалу p -й компоненты. Константа $1/\sqrt{L}$ обеспечивает независимость энергии огибающей от количества компонент – это будет необходимо при решении оптимизационных задач. Величины сдвига начал тактовых интервалов выбираются с равномерным шагом: $\Delta t_p = (p-1)T$. Для упрощения записи введем обозначение

$$a_p^{(k)}(t, L) = \frac{1}{\sqrt{L}} a\left(\frac{t - \Delta t_p - kLT}{L}\right).$$

Еще раз обратим внимание на то, что каждая компонента – случайная последовательность, состоящая из N независимых сигналов, а многокомпонентный сигнал – совокупность таких случайных последовательностей. Таким образом, для многокомпонентного сигнала нет понятия тактового интервала, есть тактовый интервал компоненты. В (1) не указано правило распределения LN символов канального алфавита между L компонентами – его следует определить дополнительно. Будем считать, что каждый $(p + kL - 1)$ -й символ канального алфавита передается в k -м тактовом интервале p -й компоненты:

$$-LT/2 + \Delta t_p + kLT \leq t \leq LT/2 + \Delta t_p + kLT, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Далее в работе введены в рассмотрение корреляционные характеристики многокомпонентных сигналов: коэффициенты парциальной и групповой корреляций.

Коэффициент парциальной корреляции $KP_{p,d}^{(k,l)}$ – это значение коэффициента корреляции сигнала k -го тактового интервала p -й компоненты и сигнала l -го тактового интервала d -й компоненты:

$$KP_{p,d}^{(k,l)} = \int_{-LT/2}^{-LT/2 + NLT + (L-1)T} \left\{ A_{r_p}^{(k)} a_p^{(k)}(t, L) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{r_p}^{(k)}) \right\} \left\{ A_{q_d}^{(l)} a_d^{(l)}(t, L) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{q_d}^{(l)}) \right\} dt.$$

Конечно, коэффициенты парциальной корреляции для непересекающихся во времени тактовых интервалов k и l равны нулю, и их нет смысла рассматривать. Интерес представляют коэффициенты парциальной корреляции для пересекающихся во времени тактовых интервалов. Так, например, для

сигнала k -го тактового интервала первой компоненты ненулевыми могут оказаться только коэффициенты парциальной корреляции $KP_{1,d}^{(k,k-1)}$ и $KP_{1,d}^{(k,k)}$, где $d = 2, 3, \dots, L$.

Коэффициент парциальной корреляции – мера интерференции между разными компонентами, однако не меньший интерес представляет интерференция между одной компонентой и всеми остальными. Коэффициент групповой корреляции $KG_p^{(k)}$ – это значение коэффициента корреляции сигнала k -го тактового интервала p -й компоненты со всеми остальными компонентами:

$$KG_p^{(k)} = \sum_{\substack{d=1 \\ d \neq p}}^L \sum_{l=0}^{N-1} KP_{p,d}^{(k,l)}.$$

Так, для первой компоненты получим:

$$KG_1^{(k)} = \sum_{d=2}^L (KP_{1,d}^{(k,k-1)} + KP_{1,d}^{(k,k)}).$$

Обратим внимание, на то, что рассмотренные коэффициенты корреляции не нормированы:

$$|KG_p^{(k)}| \leq 1/2, \quad |KG_p^{(k)}| \leq L-1.$$

На основе изложенного материала сформулированы цель и научные задачи диссертации.

Во второй главе определяются временные и спектральные характеристики многокомпонентных сигналов. Для энергетического спектра многокомпонентных сигналов в области положительных частот справедливо выражение

$$G_+(\omega) = \frac{L}{4T} \frac{\sqrt{M} + 1}{3(\sqrt{M} - 1)} |F_a(L(\omega - \omega_0))|^2,$$

где

$$F_a(\omega - \omega_0) = \int_{-T/2}^{T/2} a(t) \exp(-j(\omega - \omega_0)t) dt$$

есть спектр вещественной огибающей $a(t)$. Впервые получено выражение для пик-фактора L -компонентных сигналов с одинаковой КАМ в каждой компоненте:

$$\Pi = \frac{2}{E_a/T} \frac{3(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} + 1} \frac{1}{L} \max_{t \in \left[\frac{LT}{2} - T; \frac{LT}{2}\right]} \left\{ \left(\sum_{p=1}^L \left| a\left(\frac{t - \Delta t_p}{L}\right) \right| \right)^2 \right\},$$

где

$$E_a = \int_{-T/2}^{T/2} a^2(t) dt$$

есть энергия огибающей.

Учитывая, что спектральные характеристики многокомпонентных сигналов полностью определяются видом огибающей $a(t)$, для построения спектрально-эффективных многокомпонентных сигналов предлагается решение вариационной задачи минимизации функционала

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^{2n} L |F_a(L\omega)|^2 d\omega.$$

С целью обеспечения единственности решения вводится ограничение на энергию

$$E_a = \int_{-T/2}^{T/2} a^2(t) dt = 1. \quad (2)$$

Также вводятся дополнительные условия на скорость спада спектра

$$a^{(k)}(t) \Big|_{t=\pm T/2} = 0, \quad k = 0, 1, \dots, n-1,$$

пик-фактор колебаний

$$\Pi \leq \rho$$

и корреляционные свойства

$$\max_{p,d,k,l} \{KP_{p,d}^{(k,l)}\} \leq \kappa_p, \quad \max_{p,k} \{KG_p^{(k)}\} \leq \kappa_g.$$

Предложено решение поставленной оптимизационной задачи путем разложения искомой огибающей в усеченный ряд Фурье, когда вариационная задача сводится к поиску минимума функции многих переменных. При этом

$$a(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^m a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right), \quad J = \frac{T}{2} \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{2\pi}{T} k\right)^{2n}, \quad E_a = \frac{T}{2} \frac{a_0^2}{2} + \frac{T}{2} \sum_{k=1}^m a_k^2,$$

и условие на скорость спада спектра

$$\frac{a_0}{2} (1 - \text{sign}(b)) + \sum_{k=1}^m a_k (-1)^{k+\frac{b}{2}} \left(\frac{2\pi}{T} k\right)^b = 0, \quad 0 \leq b \leq n-1, \quad b - \text{четное}.$$

В качестве ограничения пик-фактора сигналов с КАМ значением ρ предлагается использовать систему P нелинейных неравенств, ограничивающих отношение пиковой к средней мощности в определенные моменты времени:

$$\frac{2T}{L} \frac{3(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}+1} \left(\sum_{p=1}^L \left| a\left(\frac{t_i - \Delta t_p}{L}\right) \right| \right)^2 \leq \rho, \quad t_i = LT/2 - T + iT/P, \quad i = 1, 2, 3, \dots, P,$$

здесь также учтено условие нормировки энергии (2).

Ограничение максимального коэффициента парциальной корреляции (МКПК) значением κ_p можно представить в виде системы $(L-1)$ неравенств:

$$\left| \int_{-T/2+\Delta t_d/L}^{T/2} a(t) a(t - \Delta t_d / L) dt \right| \leq 2\kappa_p, \quad d = 2, 3, \dots, L.$$

Аналогично ограничение максимального коэффициента групповой корреляции (МКГК) значением κ_g можно представить в виде неравенства:

$$\sum_{d=2}^L \left| \int_{-T/2+\Delta t_d/L}^{T/2} a(t) a(t - \Delta t_d / L) dt \right| \leq \kappa_g.$$

Для определения точности получаемого решения введено ограничение на величину средне-квадратического отклонения решений с отличными на единицу количествами членов разложения в усеченный ряд Фурье:

$$\sigma_{m,m+1}^2 = \frac{1}{4} (a_0^{(m)} - a_0^{(m+1)})^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{m+1} (a_k^{(m)} - a_k^{(m+1)})^2 \leq 0,001^2,$$

где $\{a_k^{(m)}\}$ и $\{a_k^{(m+1)}\}$ – наборы коэффициентов разложения в ряд Фурье решений оптимизационной задачи при учете m и $(m + 1)$ членов ряда Фурье соответственно. Причем к набору $\{a_k^{(m)}\}$ формально добавлен коэффициент $a_{m+1}^{(m)} = 0$.

В третьей главе приведены решения оптимизационной задачи при различных комбинациях ограничений на пик-фактор колебаний и МКГК либо МКПК. Во всех случаях рассмотрены решения для количества компонент $L = 2, 4, 8, 16, 32$ и скорости спада спектра $\gamma = 6, 10, 14$. Поиск решений ведется для $m \leq 40$.

В начале главы рассмотрены решения задачи при ограничении пик-фактора колебаний. На рис. 1 представлены зависимости удельных спектральных затрат $\beta_F = \Delta F_{99\%} / R$ от ρ для сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$. На рис. 2 для тех же условий представлены зависимости получаемых МКГК от величины ρ . Обратим внимание, что, чем больше значение L , тем длиннее кривая на рис. 1–2. С другой стороны, кривые, построенные для разных L , практически совпадают. На рис. 3 приведены формы огибающей для $L = 4$ и $\gamma = 6$.

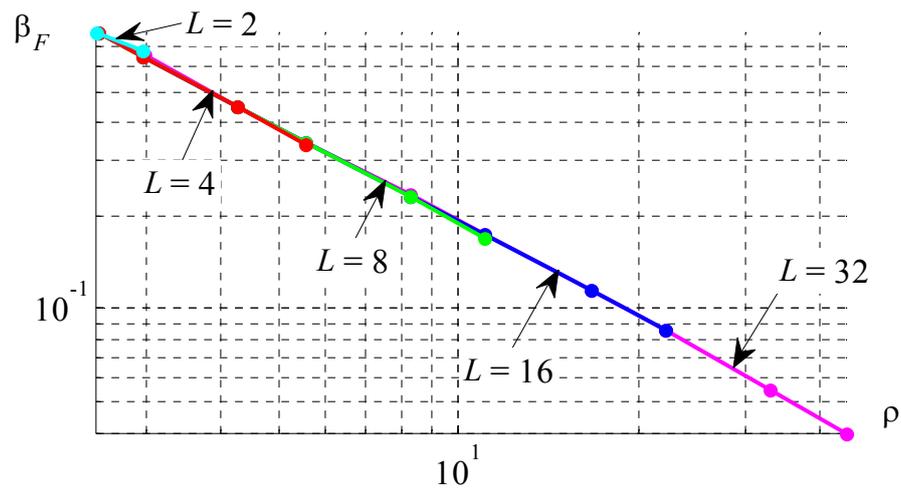


Рис. 1. Зависимость удельных затрат полосы от пик-фактора для $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$

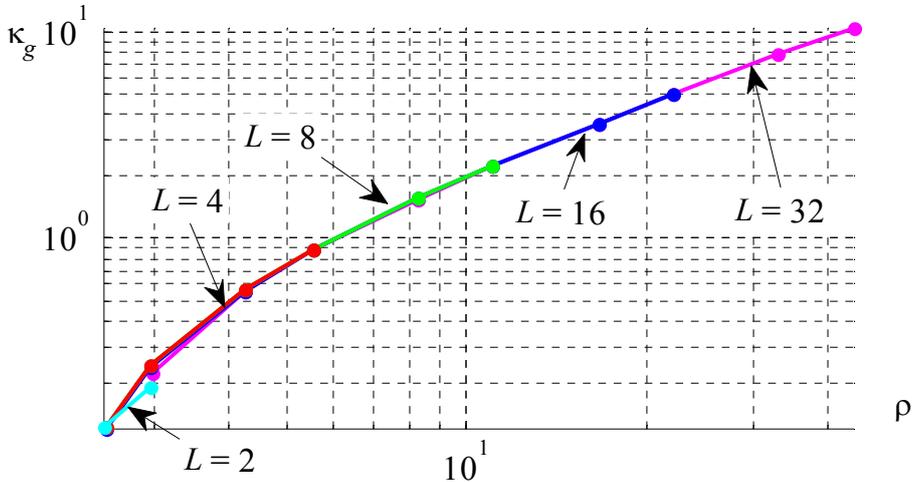


Рис. 2. Зависимость МКГК от пик-фактора для $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$ при ограничении пик-фактора

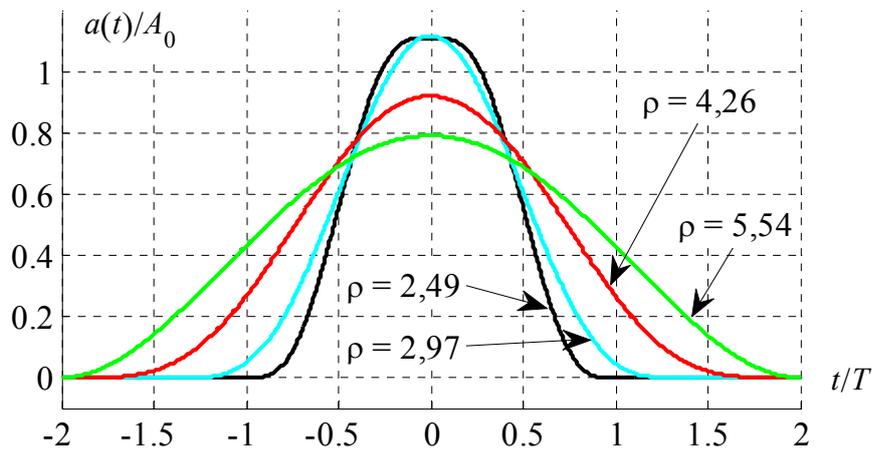


Рис. 3. Формы огибающей при ограничении пик-фактора сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $L = 4$

Далее рассмотрены решения оптимизационной задачи при ограничении МКГК либо МКПК. На рис. 4 представлены зависимости удельных спектральных затрат от κ_g для сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$. На рис. 5 для тех же условий представлены зависимости МКГК от получаемого пик-фактора. На рис. 6 приведены формы огибающей для $L = 4$ и $\gamma = 6$.

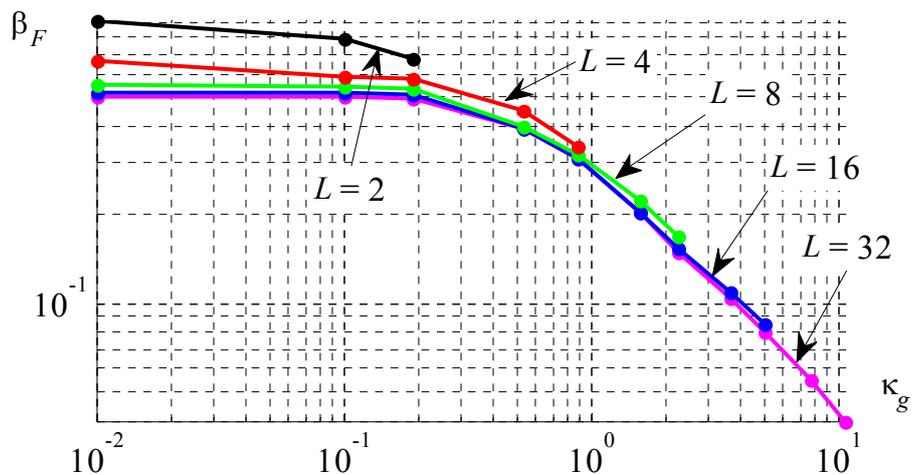


Рис. 4. Зависимость удельных затрат полосы от МКГК для $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$

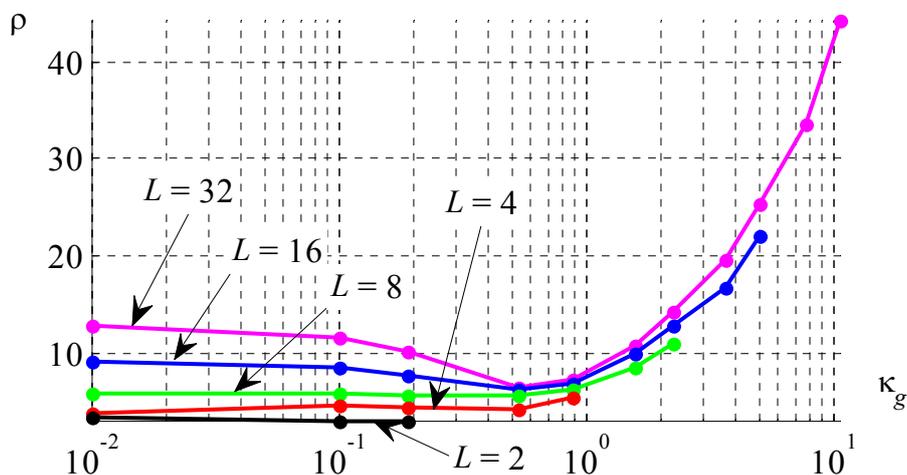


Рис. 5. Зависимость пик-фактора от МКГК для $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$ при ограничении МКГК

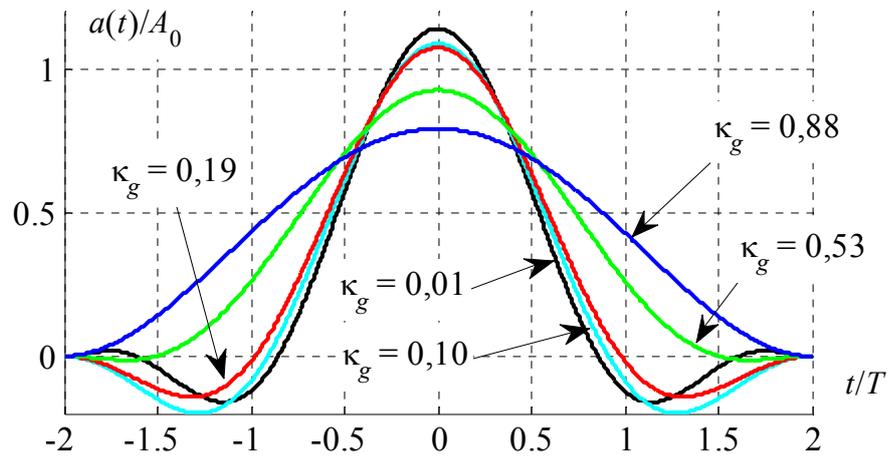


Рис. 6. Формы огибающей при ограничении МКГК сигналов с КАМ, $\gamma = 6$ и $L = 4$

В табл. 1 представлены характеристики решений при ограничении пик-фактора 4-компонентных сигналов с ФМ-4 и $\gamma = 6$, а в табл. 2 – аналогичные результаты при ограничении МКГК.

Табл. 1

L	m	ρ	κ_g	κ_p	$\Delta F_{99\%} T$	$\Delta F_{-60\text{дБ}} T$
4	11	2,49	0,12	0,06	1,54	5,70
	9	2,97	0,24	0,12	1,29	3,44
	4	4,26	0,56	0,26	0,89	2,44
	4	5,54	0,88	0,34	0,68	3,70

Табл. 2

L	m	ρ	κ_g	κ_p	$\Delta F_{99\%} T$	$\Delta F_{-60\text{дБ}} T$
4	9	3,85	0,01	0,00	1,32	5,41
	6	4,64	0,10	0,04	1,18	4,68
	6	4,51	0,19	0,06	1,15	4,31
	6	4,25	0,53	0,25	0,90	3,61
	4	5,54	0,88	0,34	0,68	3,70

Используя результаты, полученные выше, можно определить зависимость спектральной эффективности многокомпонентных сигналов от заданных ограничений на пик-фактор и корреляционные свойства. На рис. 7 для сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$ представлены зависимости ρ от κ_g . Кривые 1–5 соответствуют решениям при ограничении МКГК, кривые 6–10 – при ограничении пик-фактора; в обоих случаях соответственно $L = 2, 4, 8, 16$ и 32 . Также приведены линии уровня спектральной эффективности.

Показано, что при выборе пары значений ρ и κ_g , находящихся между кривыми, соответствующими разным значениям числа компонент L и $(L - 1)$, число компонент решения будет L .

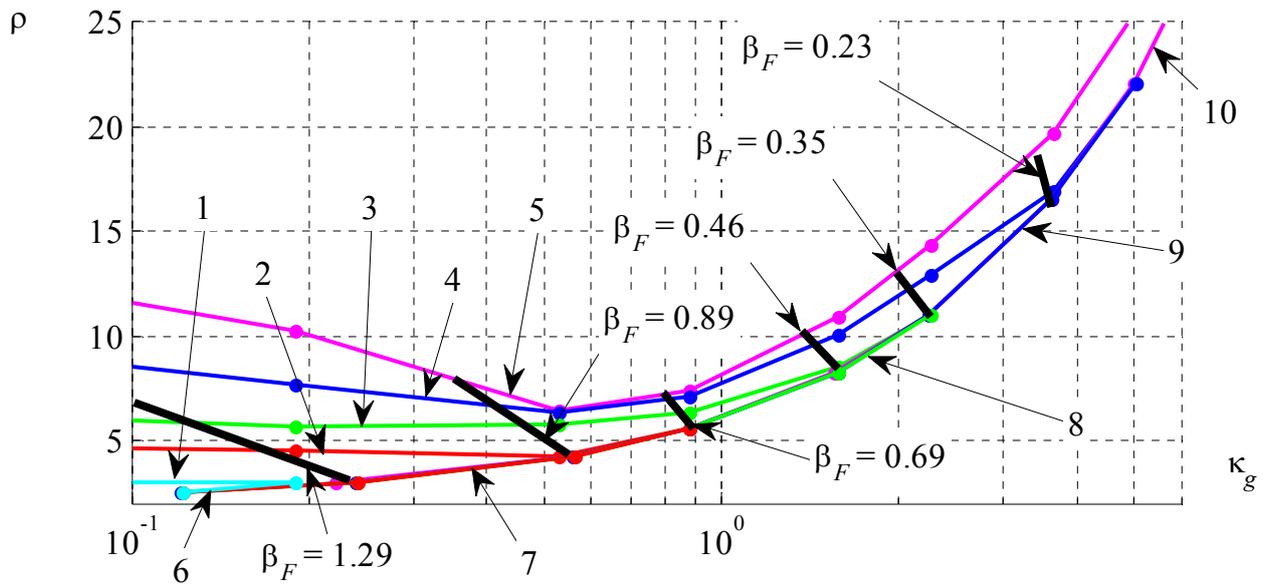


Рис. 7. Зависимость пик-фактора от МКГК для сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $L = 2, 4, 8, 16, 32$

Из представленных на рис. 1-7 кривых и данных табл. 1-2 следуют выводы.

- Повышение спектральной эффективности при фиксированном числе компонент L возможно только за счет ослабления ограничения на пик-фактор либо на МКГК.
- Для любого заданного значения спектральной эффективности всегда существует граничное значение числа компонент, увеличение которого не приводит к улучшению результатов.
- При ограничении коэффициента групповой корреляции значением $\kappa_g = 0,01$, т.е. при построении квазиортогональных многокомпонентных сигналов удельные затраты полосы снижаются с ростом L , однако уже при $L = 16$ практически достигают своего предельного значения. При этом пик-фактор сигналов увеличивается с ростом L .
- Усиление ограничений на пик-фактор и МКГК приводит к увеличению числа членов разложения в усеченный ряд Фурье, необходимого для получения заданной точности решения.

В четвертой главе предлагается квадратурный способ формирования многокомпонентных сигналов с КАМ, упрощенная структурная схема которого представлена на рис. 8, где S-P – последовательно-параллельный преобразователь, ФИ – формирователь импульсов, и на вход формирователя с частотой $f_{\text{clk}} = \log_2 M / T$ поступают двоичные символы. Вход ФИ тактируется частотой $f_{\text{clk}} / 2L$, причем тактовые импульсы поступают на ФИ с задержкой $\tau_p = (p - 1) / (f_{\text{clk}} / 2)$ для ФИ p -й компоненты (на рис. 8 блок задержки входит в ФИ). Блок ФИ устроен таким образом, что сохраняет поступающие двоичные символы до тех пор, пока их количество не составит $\log_2 M / 2$. При заполнении ФИ начинается формирование сигнала одной квадратуры одной компоненты длительностью LT до следующего заполнения входа ФИ. Одинаковые квадратуры разных компонент складываются, затем квадратуры сигнала переносятся на несущую частоту и излучаются в пространство.

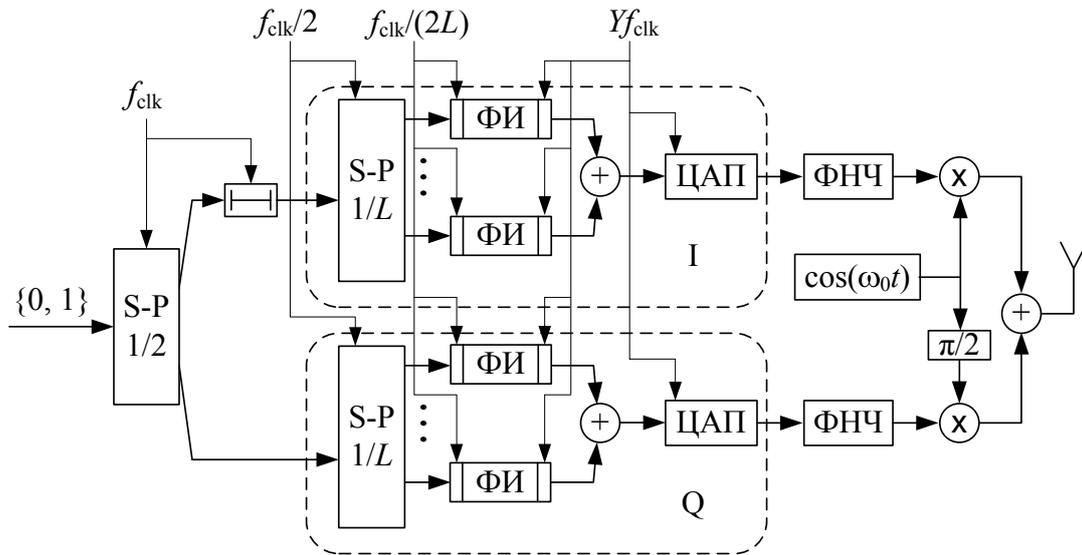


Рис. 8. Упрощенная структурная схема формирования многокомпонентных сигналов с КАМ

Также предлагается квадратурный демодулятор многокомпонентных сигналов с КАМ, упрощенная структурная схема которого представлена на рис. 9. Поступающий на приемник многокомпонентный сигнал сносится в квадратурах на нулевую частоту. Каждая квадратура подвергается квантованию по уровню и дискретизации по времени. Полученные цифровые отсчеты поступают на блоки реализации алгоритма приема и блок синхронизации.

Роль блока синхронизации заключается в подстройке частоты и фазы гетеродина, соответственно ω_0 и φ , а также в определении начала тактовых интервалов компонент сигнала и значения коэффициента затухания сигнала при распространении μ .

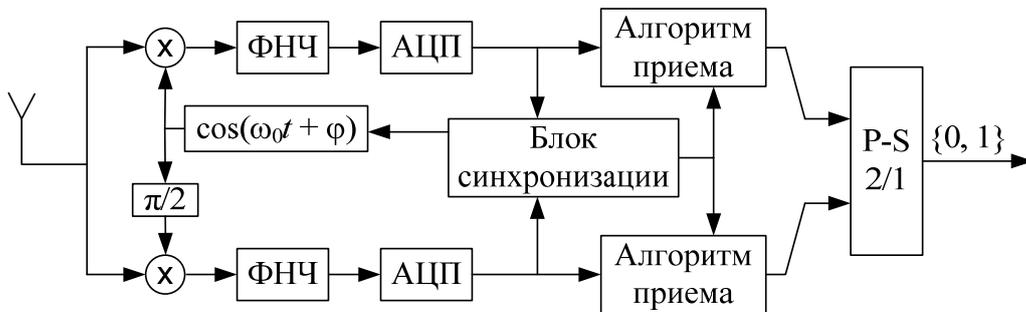


Рис. 9. Упрощенная структурная схема демодулятора многокомпонентных сигналов с КАМ

В качестве алгоритма приема многокомпонентных сигналов с МСИ в работе используется алгоритм Витерби, при этом хеммингова метрика заменяется эвклидовой метрикой для определения расстояния между принятым и опорными колебаниями. Сложность реализации такого алгоритма пропорциональна $2(M/2)^L$. Следовательно для $L \leq 8$ такой алгоритм легко реализуется современными ПЛИС.

Для определения помехоустойчивости приема многокомпонентных сигналов по алгоритму Витерби была разработана имитационная модель системы передачи информации, состоящая из трех основных частей: формирователь сигнала, канал передачи данных, демодулятор. При этом формиру-

ется только одна квадратурная составляющая многокомпонентного сигнала на нулевой частоте. Далее она ослабляется в соответствии с заданным отношением сигнал/шум, и к ней добавляется белый гауссовый шум. В демодуляторе осуществляется обработка полученной смеси по заданному алгоритму приема.

Отношение сигнал/шум задается одним из двух выражений

$$h^2 = \frac{E_a / \log_2 M}{N_0}, \quad h_0^2 = \frac{E_0 / \log_2 M}{N_0},$$

где $E_0 = P_n T$ – энергия радиоимпульса с прямоугольной огибающей, P_n – пиковая мощность формируемых сигналов, N_0 – спектральная плотность средней мощности шумов. Выбор h соответствует фиксированной средней мощности, h_0 – фиксированной пиковой мощности.

На рис. 10 представлены кривые вероятности ошибок приема по алгоритму Витерби при фиксированной средней мощности для 4-компонентных сигналов, соответствующих табл. 2, т.е. полученных при ограничении на МКГК: кривая 1 для однокомпонентным сигналов с прямоугольной огибающей и ФМ-4, кривые 2–6 для 4-компонентных сигналов с ФМ-4, $\gamma = 6$ и $\kappa_g = 0,01$, $\kappa_g = 0,10$, $\kappa_g = 0,19$, $\kappa_g = 0,53$, $\kappa_g = 0,88$ соответственно.

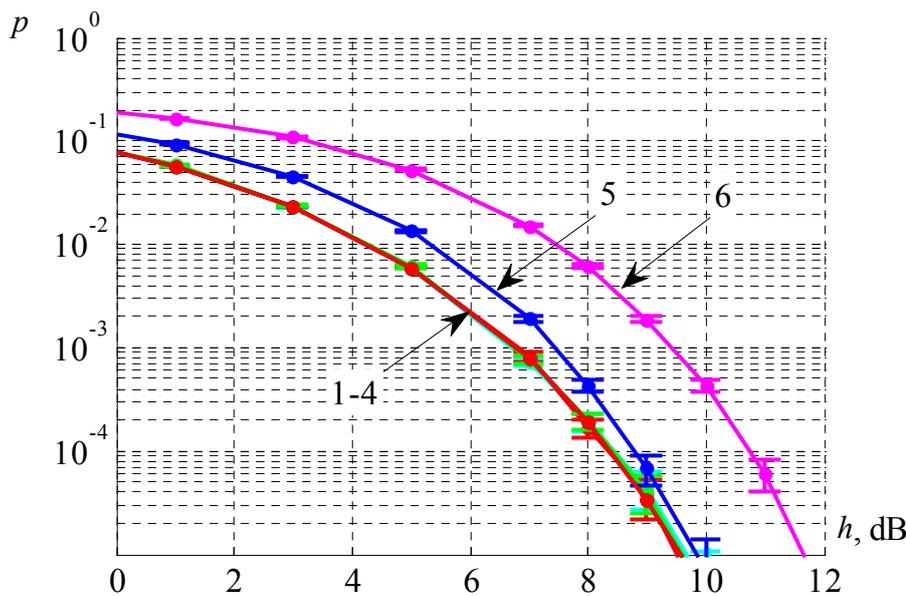


Рис. 10. Помехоустойчивость алгоритма приема Витерби для 4-компонентных сигналов при фиксированной средней мощности

При построении экспериментальных кривых на рис. 10 указан доверительный интервал вычисленных значений вероятности ошибок для доверительной вероятности 0,99. Из анализа представленных кривых следует, что в условиях фиксированной средней мощности при приеме многокомпонентных сигналов по алгоритму Витерби существует граничное значение МКГК, при котором еще возможно устранение

МСИ. Более того, такое граничное значение МКГК практически совпадает с тем, которое обеспечивает минимальное значение пик-фактора при решении оптимизационной задачи с ограничением на МКГК. Так, на рис. 10 для $\kappa_g = 0,01$, $0,10$ и $0,19$ и для традиционных однокомпонентных сигналов с огибающей прямоугольного вида кривые вероятности ошибок практически совпадают.

Анализ помехоустойчивости приема совместно с полученными результатами оценки компактности энергетического спектра позволяют оценить эффективность использования многокомпонентных сигналов с точки зрения их близости к границе Шеннона.

При вычислении удельных затрат полосы частот β_F и удельных энергетических затрат β_E скорость R передачи информации примем равной пропускной способности C двоичного дискретного симметричного канала при вероятности ошибочного приема сигнала, равной p :

$$C = (\log_2 M + p \log_2(p / (M - 1)) + (1 - p) \log_2(1 - p)) / T \quad (3)$$

С учетом (3) имеем

$$\beta_F = \frac{\Delta F_{99\%}}{C} = \frac{T \Delta F_{99\%}}{\log_2 M + p \log_2(p / (M - 1)) + (1 - p) \log_2(1 - p)}$$

и удельные энергетические затраты при фиксированной пиковой мощности

$$\beta_E = \frac{E_0}{N_0} = \frac{P_n}{N_0 C} = \frac{h_0^2 / \log_2 M}{\log_2 M + p \log_2(p / (M - 1)) + (1 - p) \log_2(1 - p)}.$$

На рис. 11 представлены зависимости удельных энергетических затрат от удельных затрат полосы частот для сигналов, рассмотренных в табл. 2. При этом кривая 1 соответствует границе Шеннона; кривые 2, 3 – однокомпонентным сигналам с прямоугольной огибающей и ФМ-4, КАМ-16 соответственно; кривая 4 – однокомпонентным сигналам с ФМ-4 и огибающей вида $\cos(x)$; кривые 5–9 соответствуют 4-компонентным сигналам, огибающие которых получены при ограничении на МКГК и $\kappa_g = 0,01$, $\kappa_g = 0,10$, $\kappa_g = 0,19$, $\kappa_g = 0,53$, $\kappa_g = 0,88$ соответственно. Также отметим, что крайние верхние точки всех кривых, кроме первой, соответствуют средней вероятности ошибок $p = 10^{-4}$.

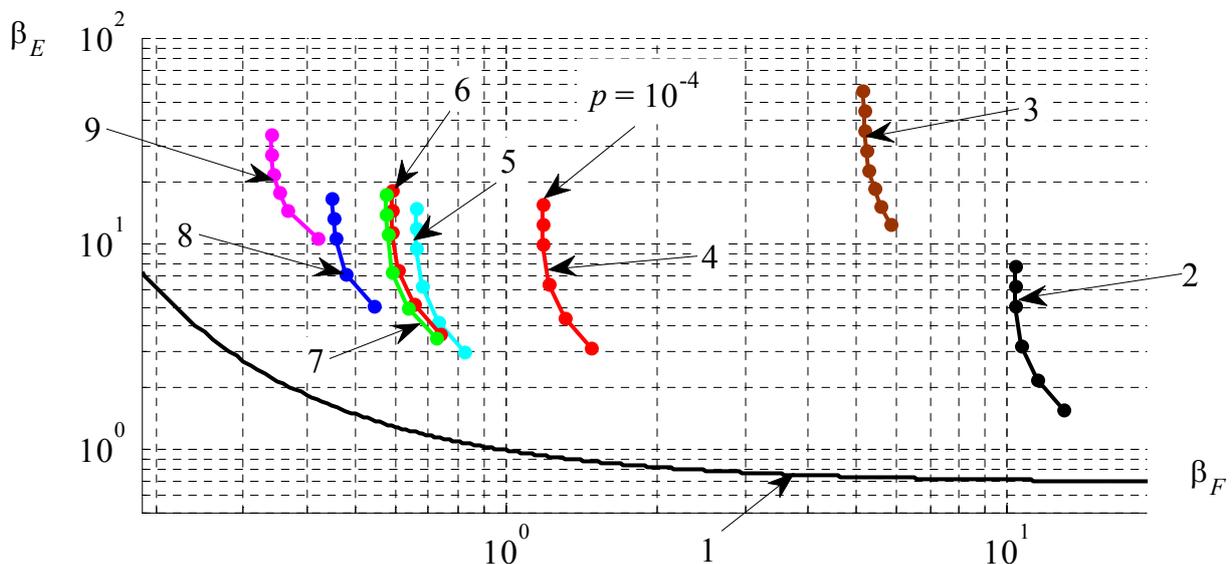


Рис. 11. Эффективность использования многокомпонентных сигналов

Из анализа представленных кривых следует, что даже при фиксированной пиковой мощности многокомпонентные сигналы оказываются эффективнее с точки зрения близости к границе Шеннона, чем традиционные однокомпонентные. Видно, что удельные затраты полосы рассмотренных 4-компонентных сигналов значительно меньше, чем у сигналов с прямоугольной огибающей при незначительном энергетическом проигрыше. Более того, повышение размерности сигнального созвездия в сигналах с прямоугольной огибающей не приводит к изменению ситуации, наоборот, хотя раз-

рыв в спектральной эффективности сокращается, энергетические затраты возрастают настолько, что превосходят энергетические затраты 4-компонентных сигналов.

При сравнении 4-компонентных сигналов с однокомпонентными со сглаженной огибающей видно, что удельные затраты первых меньше при практически одинаковой энергетической эффективности.

Наконец, сравнивая между собой 4-компонентные сигналы, видно, что лучшей эффективностью обладают сигналы с $\kappa_g = 0,53$, т.е. те сигналы, чей пик-фактор минимален, и для которых еще возможно устранение МСИ при использовании алгоритма Витерби.

В заключении дана обобщенная итоговая оценка диссертационной работы и охарактеризованы научные результаты, представляющие теоретический и практический интерес.

В приложении представлен текст программы решения оптимизационной задачи на языке программирования Matlab.

ОПУБЛИКОВАННЫЕ РАБОТЫ

1. *Гельгор А.Л.* Спектральная и энергетическая эффективности многопозиционных зависимых сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // Радиотехника.– 2008.– № 12.– С. 4–9.

2. *Гельгор А.Л.* Оптимизация формы огибающей многокомпонентных сигналов при наличии ограничений на пик-фактор и коэффициент корреляции [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // Научно-технические ведомости СПбГПУ.– 2010.– № 5.– С. 25–29.

3. *Гельгор А.Л.* Спектральная и энергетическая эффективность многопозиционных спектрально-эффективных сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией. (Тезисы) [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // Молодые ученые – промышленности Северо-Западного региона: Материалы конференций политехнического симпозиума. Декабрь 2006 года. – 2006.– С. 52–53.

4. *Гельгор А.Л.* Спектральные характеристики случайных последовательностей многопозиционных зависимых сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией. (Тезисы) [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // XXXIII Неделя науки СПбГПУ: Материалы Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. Ч. VI.– СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. – 2005.– С. 53–54.

5. *Гельгор А.Л.* Исследование помехоустойчивости и эффективности использования многопозиционных зависимых сигналов с АФМ. (Тезисы) [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // XXXIV Неделя науки СПбГПУ: Материалы Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. Ч. VI.– СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. – 2006.– С. 40–42.

6. *Гельгор А.Л.* Повышение эффективности передачи дискретных сообщений путем использования многочастотных спектрально-эффективных зависимых сигналов. (Тезисы) [Текст] / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов // XXXVIII Неделя науки СПбГПУ: материалы международной научно-практической конференции Ч. IX. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. – 2009.– С. 56–58.