

**На правах рукописи**

**Сюэ Вэй**

**СНИЖЕНИЕ УДЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ ПУТЕМ  
ОПТИМИЗАЦИИ ФОРМЫ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ  
СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

**Специальность 05.12.04. – Радиотехника, в том числе  
системы и устройства телевидения**

**АВТОРЕФЕРАТ**

**диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук**

**Санкт-Петербург**

**2007**

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

**Научный руководитель:**

**Лауреат Премии правительства РФ  
доктор технических наук, профессор**

**Макаров Сергей Борисович**

**Официальные оппоненты:**

**Лауреат Премии правительства РФ  
доктор технических наук, профессор**

**Сосунов Борис Васильевич**

**Кандидат технических наук,  
старший научный сотрудник СПбГЭТУ (ЛЭТИ)**

**Гутин Виталий Семенович**

**Ведущая организация: Открытое акционерное общества «Мощная аппаратура радиовещания и телевидения», ОАО «МАРТ»**

**Защита состоится 22 марта 2007 года в 16:00 на заседании диссертационного совета Д212.229.01 в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете по адресу: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, 29, 2-ой учебный корпус, ауд.470.**

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

**Автореферат разослан 16 февраля 2007 года.**

**Ученый секретарь  
диссертационного совета Д212.229.01  
доктор технических наук**

**Коротков А.С.**

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

В последнее время в связи с интенсивным развитием радиотехнических средств передачи дискретных сообщений ощущается нехватка спектральных ресурсов, возрастает количество объемов передаваемой информации, повышаются требования к качеству передачи сообщений. В связи с этим возрастает актуальность решения проблемы снижения удельных затрат полосы частот канала передачи информации при обеспечении необходимой достоверности приема сообщений. Особенно важна необходимость эффективного решения этой проблемы в таких развивающихся радиотехнических системах, как спутниковые и сотовые, а также при трансляции больших объемов информации при передаче видеоизображений в цифровом телевидении высокого качества, в видеоконференциях, как наиболее перспективных средствах телекоммуникаций и связи.

Для снижения удельных затрат полосы частот канала передачи информации и увеличения энергетической эффективности радиотехнических систем применяются отдельно и в совокупности различные методы:

- специальные виды модуляции – квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ), амплитудно-фазовая манипуляция (АФМ), частотная манипуляция с непрерывной фазой (ЧМНФ);

- эффективные методы формирования последовательностей сигналов – введение межсимвольной интерференции, введение зависимости формы сигналов от виде передаваемой последовательности символов (зависимые сигналы), увеличение объема канального алфавита;

- сглаживание амплитуды, фазы или частоты в моменты перескока фазы или смены значений символов;

- спектрально-эффективные коды;

- цифровые методы реализации алгоритмов формирования и приема сигналов.

**Цель и задачи исследования.** Целью работы является снижение удельных затрат полосы частот в частотно-ограниченных каналах передачи с постоянными параметрами и нормальным шумом путем оптимизации формы спектрально-эффективных сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией при наличии ограничений на форму энергетического спектра, величину пик-фактора излучаемых колебаний и помехоустойчивость приема.

Для достижения указанной цели требуется решить следующие задачи.

1. Разработать методику численного решения оптимизационной задачи синтеза форм спектрально-эффективных сигналов, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией, при которой обеспечивается требуемая точность построения огибающей сигналов в квадратурных каналах при заданном допустимом уровне искажений формы

энергетического спектра в области внеполосных излучений вне занимаемой полосы частот.

2. Определить формы оптимальных спектрально-эффективных сигналов различной длительности без межсимвольной интерференции и с межсимвольной интерференцией в каждом квадратурном канале, полученных в соответствии с критерием минимальной скорости спада уровня внеполосных излучений, при наличии ограничений на величину пик-фактора колебаний, равную единице, и на помехоустойчивость приема.

3. Провести анализ временных и спектральных характеристик предложенных новых оптимальных спектрально-эффективных сигналов со сложными законами изменения частоты колебаний, обеспечивающих малые удельные затраты полосы занимаемых частот и высокую скорость спада уровня внеполосных излучений, а также учитывающих требования на величину пик-фактора колебаний и помехоустойчивость приема.

4. Разработать методы и устройства генерирования спектрально-эффективных сигналов с помощью квадратурных формирователей случайных последовательностей и их приема, в том числе и с управляемой межсимвольной интерференцией, охватывающей различное число символов канального алфавита.

5. Привести имитационное моделирование методов формирования и алгоритмов приема полученных новых спектрально-эффективных сигналов, имеющих сложные законы изменения частоты колебания.

6. Определить степень снижения удельных затрат полосы частот при использовании полученных новых спектрально-эффективных сигналов при минимальном значении пик-фактора излучаемых колебаний, близком к единице, и минимальных удельных энергетических затратах.

**Методы исследования.** Для решения поставленных задач использовались методы теории информации, теории сигналов, теории вероятностей и математической статистики, теории оптимального приема сигналов, вариационного исчисления, функционального анализа, специальных функций. Также были использованы методы имитационного моделирования на ЭВМ и численные методы решения оптимизационных задач.

**Научная новизна** диссертационной работы заключается в следующем:

1. Предложен численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы комплексной огибающей спектрально-эффективных сигналов, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией, при котором обеспечивается требуемая точность построения огибающей сигналов в квадратурных каналах при допустимом уровне увеличения внеполосных излучений энергетического спектра вне занимаемой полосы частот.

2. Найдены формы оптимальных спектрально-эффективных сигналов различной длительности, как без межсимвольной интерференции, так и с межсимвольной интерфе-

ренцией в каждом квадратурном канале, основное преимущество которых заключается в том, что обеспечивается минимальная скорости спада уровня внеполосных излучений, при величине пик-фактора колебаний, равного единице, и максимальная помехоустойчивость приема.

3. Разработаны методы и устройства квадратурного формирования и приема спектрально-эффективных сигналов с произвольными законами изменения частоты колебания, в том числе и сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, охватывающей различное число символов канального алфавита.

4. На основании проведенного имитационного моделирования, показана практическая реализуемость предложенных алгоритмов формирования и приема спектрально-эффективных сигналов, как без межсимвольной интерференции, так и с межсимвольной интерференцией при величине пик-фактора излучаемых колебаний, равном единице.

5. Показано, что при использовании спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией с оптимальной формой огибающей при значении пик-фактора излучаемых колебаний, равном единице, удается получить существенное уменьшение удельных затрат полосы частот. Так при выборе критерия определения полосы занимаемых частот по уровню – 60 дБ это снижение удельных затрат составляет более 7 раз по отношению к широко применяемым ЧМ сигналам с минимальным сдвигом частоты.

**На защиту выносятся следующие положения:**

1. Разработанный численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы комплексной огибающей спектрально-эффективных сигналов, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией, позволяет обеспечить требуемую точность формирования огибающей сигналов в квадратурных каналах при допустимом уровне увеличения уровня внеполосных излучений энергетического спектра вне занимаемой полосы частот.
2. Предложены новые оптимальные спектрально-эффективные сигналы различной длительности, как без межсимвольной интерференции, так и с межсимвольной интерференцией, основное преимущество которых заключается в том, что при пик-факторе, равном единице, они обеспечивают полосы частот по уровню -40дБ менее  $0.7/T$  и по уровню -60дБ до  $1/T$ , а полосы частот, в которой сосредоточено 90% энергии сигнала  $-0.69/T$ , что значительно меньше чем у современных ЧМ сигналов с минимальным сдвигом частоты.
3. Разработанные методы и устройства квадратурного формирования и приема спектрально-эффективных сигналов с произвольными законами изменения частоты колебания, в том числе и сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, позволяют формировать сигналы со среднеквадратичной погрешностью

энергетического спектра не более 2% и обрабатывать сигналы с использованием подоптимальных алгоритмов когерентного приема при потерях не более 2 дБ в области вероятности ошибок  $10^{-4} - 10^{-5}$ .

4. Снижение удельных затрат полосы частот при использовании спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией с оптимальной формой огибающей при значении пик-фактора излучаемых колебаний равном единице, при определении полосы занимаемых частот по уровню – 60 дБ, составляет более 7 раз по отношению к широко применяемым ЧМ сигналам с минимальным сдвигом частоты при практически тех же энергетических затратах.

**Практическая ценность** работы состоит в следующем:

На основе результатов, полученных в работе, разработаны рекомендации для построения систем передачи информации по частотно-ограниченным каналам связи, в частности для цифрового радиовещания, что позволяет провести выбор оптимальных сигналов по заданным характеристикам системы передачи. Эти результаты использованы в научно-исследовательских и опытно-конструкторских работах ОАО «МАРТ».

Разработанные структурные схемы квадратурных формирователей и устройств приема спектрально-эффективных сигналов могут быть реализованы на цифровой элементной базе, в частности на цифровых сигнальных процессорах. В работе методом имитационного моделирования показана практическая реализуемость предлагаемых устройств.

Результаты исследований внедрены в учебный процесс радиофизического факультета СПбГПУ, в частности в лабораторный практикум по курсу «Теория электрической связи».

**Достоверность научных результатов и основных выводов** подтверждается применением общепризнанных методик синтеза и анализа временных и частотных характеристик спектрально-эффективных сигналов, соответствием полученных теоретических (расчётных) результатов и результатов имитационного моделирования, а также удовлетворительным совпадением ряда результатов расчета с результатами исследований других авторов.

**Апробация работы.** Основные положения, изложенные в диссертационной работе, представлены и обсуждены на Научно-технической конференции студентов (в рамках Недели науки СПбГПУ, Санкт-Петербург, 2005 и 2006), X Всероссийской конференции по проблемам науки и высшей школы «Фундаментальные исследования в технических университетах» (СПбГПУ, 2006), XIV и XV Общероссийской научно-технической конференции «Методы и технические средства обеспечения безопасности информации» (Санкт-Петербург, 2005 и 2006), конференции «Молодые учёные – промышленности Северо-Западного региона» в рамках политехнического симпозиума 2005 г

(СПб, 2005 г.), а также на научно-технических семинарах кафедры «Радиоэлектронные средства защиты информации» СПбГПУ.

Общее число печатных работ по теме диссертации – 7, из них: статья – 1, тезисы докладов – 6.

### **Вклад автора в разработку проблемы.**

Научные положения, теоретические выводы, практические рекомендации, расчеты и имитационное моделирование разработаны автором самостоятельно.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, общих выводов, списка литературы из 51 наименований. Работа изложена на 157 страницах машинописного текста, содержит 37 таблиц и 114 рисунков.

## **СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

**Во введении** сформулирована актуальность темы работы, показана её практическая значимость и определены цель, задачи и методы исследования.

**Во втором разделе** анализируются как различные подходы к определению эффективности использования полосы частот так и методы снижения удельных затрат полосы частот.

Повышение удельной скорости передачи информации (скорости передачи информации  $V$ , бит/с, отнесенной к ширине занимаемой полосы частот  $\Delta F$ , Гц)

$$R = \frac{V}{\Delta F} \text{ (бит/с.Гц}^{-1}\text{)}$$

имеет свою границу для непрерывного гауссовского канала связи с постоянными параметрами в котором действует аддитивный шум с равномерной спектральной плотностью средней мощности. Она определяется максимальной пропускной способностью  $C$  в соответствии с теоремой Шеннона. Вместо удельной скорости передачи информации удобно рассматривать удельные затраты полосы частот

$$\beta_F = \Delta F / V$$

Попытки уменьшения этого параметра всегда связаны с дополнительными энергетическими затратами, характеризуемыми значением удельных энергетических затрат

$$\beta_E = E_\sigma / N_0,$$

где  $E_\sigma$  – энергия, затрачиваемая на передачу одного бита информации.

В работе показано, что случайные последовательности сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией с синусоидальным и полиномиальным законами изменения частоты на длительности  $[0; T]$ , имеют уровень внеполосных излучений, который начинает спадать в соответствии с теоремой убывания спектра не медленнее, чем  $C/\omega^{\gamma+1}$ , если все производные огибающей сигнала вплоть до производной  $(\gamma-1)$ -го порядка не имеют скачков,

лишь со значений отстроек  $8/T$ -  $9/T$  для синусоидальных и  $12/T$ -  $14/T$  для полиномиальных законов.

Показано, что снижение удельных затрат полосы частот возможно путем использования спектрально-эффективных сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией, имеющих управляемую межсимвольную интерференцию. Также снижение удельных затрат полосы частот может быть достигнуто путем перехода от эмпирического выбора законов изменения частоты или фазы сигналов оптимальному синтезу сигналов при учете необходимых ограничений на спектрально-временные параметры сигналов.

При синтезе спектрально-эффективных сигналов с ограниченным спектром используются различные критерии оптимальности, связанные с условиями передачи и приема сигналов (режимом работы радиопередатчика, требованиями к помехоустойчивости, алгоритмом демодуляции, видом уплотнения каналов, сложностью аппаратурной реализации устройств формирования и обработки и т. д.). К таким основным критериям относятся следующие:

- Критерий максимальной концентрации энергии в необходимой полосе частот или в полосе, определенной по какому-либо уровню внеполосных излучений для сигналов с конечной длительностью;
- Критерий обеспечения максимальной скорости спада уровня внеполосных излучений или обеспечения гарантированного уровня излучений за пределами занимаемой полосы частот;
- Критерий обеспечения максимума отношения сигнал-шум при оптимальной обработке сигналов;
- Критерий обеспечения максимальной помехоустойчивости приема.

Отмечены недостатки известных методов синтеза формы спектрально-эффективного сигнала. В частности они не позволяют получить аналитические решения оптимизационной задачи для сигналов, обеспечивающих скорости спада уровня внеполосных излучений в области  $1/\omega^8 - 1/\omega^{12}$ . При решении известными методами оптимизационной задачи и построении случайной последовательности спектрально-эффективных сигналов пик-фактор излучаемых колебаний оказывается весьма высоким (около 2), что не позволяет применять такие сигналы в радиосистемах с ограниченным энергоресурсом. Показано, что при синтезе сигналов с использованием рассмотренного выше метода вычислений, нет возможности учесть корреляционные свойства сигналов, определяющие помехоустойчивость приема.

Рассмотрены квадратурные методы формирования и приема сигналов и возможные пути их практической реализации.

В заключение этого раздела сформулирована цель и задачи работы.



**В третьем разделе** рассмотрен синтез сигналов при наличии ограничений на форму энергетического спектра, пик-фактор колебаний и корреляционные свойства последовательности сигналов.

При решении оптимизационной задачи в соответствии с различными критериями оптимизации получение точного решения в замкнутом виде возможно лишь в некоторых, наиболее простых случаях. В этой связи в работе разработан численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы комплексной огибающей и проведена оценка точности ее решения.

Решение оптимизационной задачи синтеза комплексной огибающей  $a(t)$  спектрально-эффективных сигналов длительностью  $T$  в соответствии с критерием обеспечения максимальной скорости спада уровня внеполосных излучений связано с численным решением функционала вида:

$$H = J + \lambda \left[ \int_{-T/2}^{T/2} a^2(t) dt - E \right],$$

где  $J = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} g(\omega) |s(\omega)|^2 d\omega$ , или  $J = (-1)^n \int_{-T/2}^{T/2} a(t) a^{(2n)}(t) dt$

где  $a^{(2n)}(t)$  - 2n-ая производная от  $a(t)$ .

Ограничение на энергию сигнала для вариационной задачи записывается следующим образом:

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

Искомая форма  $a(t)$  должна удовлетворять граничным условиям:  $a^{(\gamma)}(\pm T/2) = 0$ ;

где  $\gamma = 0, 1, 2, \dots$   $\gamma$ -ая производная от функции  $a(t)$  в точках времени  $t = \pm T/2$ .

Учитывая, что функции  $a(t)$  является четной, представляем ее в виде ряда Фурье следующим образом:

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

где  $a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} a(t) dt$ ,  $a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} a(t) \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt$ ;

Решение функционала должно удовлетворять граничным условиям и уравнениям:

$$\frac{\partial H}{\partial a_k} = 0; \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad \frac{\partial H}{\partial \lambda} = 0;$$

При численном решении функционала в работе определено число  $m$  членов ряда Фурье, которое обеспечивает заданное среднеквадратичное отклонение полученной функции  $a(t)$  от истинного значения, полученного путем точного решения оптимизационной задачи. Заметим,

что точное решение оптимизационной задачи имеется лишь для значений  $n=1,2$  и  $3$ .

Предлагаемый численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы комплексной огибающей позволяет определить необходимое минимальное число членов ряда Фурье, при котором обеспечивается требуемая точность построения огибающей спектрально-эффективных сигналов и обеспечивается допустимый уровень увеличения уровня внеполосных излучений энергетического спектра вне занимаемой полосы частот.

При использовании численных методов решения оптимизационной задачи поиска формы спектрально-эффективных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией показано, что для скорости спада уровня внеполосных излучений, равной  $1/\omega^2 - 1/\omega^6$ , и при среднеквадратичном отклонении не превосходящем  $0.01\%$ , число членов ряда Фурье не превосходит  $m=4-6$ .

Для сигналов без межсимвольной интерференции в каждом квадратурном канале при использовании квадратурного метода формирования минимальное значение пик-фактора излучаемых колебаний будет достигаться при условии:

$$I^2(t) + Q^2(t) = const$$

где  $I(t)$ -огибающая случайной последовательности сигналов на синфазном канале;  $Q(t)$ -огибающая случайной последовательности на квадратурном канале формирования.

Для значения пик-фактора излучаемых колебаний, равного единицы на интервале времени  $[-T, T]$  огибающая спектрально-эффективных сигналов на выходе сумматора может быть представлена в виде:

$$a^2(t+T) + a^2(t) + a^2(t-T) = a^2(0), \quad t \in [-T, T]$$

Вводя условие симметричности относительно нуля формы огибающей  $a(t)$ , это ограничение можно представить следующим образом:

$$a^2(t) + a^2(t-T) = a^2(0), \quad t \in [0, T]$$

Представим данное ограничение в интегральном виде

$$\int_0^T (a^2(t) + a^2(t-T) - a^2(0))^2 dt = 0$$

Представим функционал в форме:

$$\begin{aligned} J &= (-1)^n \int_{-T}^T a(t) a^{(2n)}(t) dt = \int_{-T}^T \left[ \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^m a_k \cos\left(\frac{\pi}{T} kt\right) \right] \left[ \sum_{k=1}^m a_k \left(\frac{\pi}{T} k\right)^{2n} \cos\left(\frac{\pi}{T} kt\right) \right] dt = \\ &= \int_{-T}^T \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m a_k a_l \cos\left(\frac{\pi}{T} kt\right) \left(\frac{\pi}{T} l\right)^{2n} \cos\left(\frac{\pi}{T} lt\right) dt = T \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{\pi}{T} k\right)^{2n}. \end{aligned}$$

С учетом ограничения на энергию сигнала, минимизируемый функционал  $H$  записывается в следующем виде:

$$H = T \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{\pi}{T} k\right)^{2n} + \lambda \left( \frac{a_0^2}{2} + \sum_{k=1}^m a_k^2 \right) - \frac{E}{T} + \mu \int_0^T (a^2(t) + a^2(t-T) - a^2(0))^2 dt$$

Решение функционала должно удовлетворять следующим граничным условиям:

$$\frac{\partial H}{\partial a_k} = 0; \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad \frac{\partial H}{\partial \lambda} = 0; \quad \frac{\partial H}{\partial \mu} = 0.$$

В работе получены новые оптимальные сигналы без межсимвольной интерференции длительностью  $2T$  в каждом квадратурном канале при гарантирующей величине среднеквадратичного отклонения огибающей сигнала не более 1%.

Например, для  $n=7$  при  $m=5$  имеем:

$$a(t) = 0.5065 + 0.6673 \cos(\pi t/T) + 0.0780 \cos(2\pi t/T) - 0.1603 \cos(3\pi t/T) - 0.0946 \cos(4\pi t/T) - 0.0170 \cos(5\pi t/T). \quad t \in [-T, T]$$

На рис.1 приведены формы огибающей сигнала, полученные методом решения оптимизационной задачи для  $n=1, 3, 5, 7$  (кривые 1, 2, 3 и 4), а на рис.2 – энергетические спектры случайных последовательностей таких сигналов для  $n=1, 3, 5, 7$  (кривые 2-5 соответственно). Кривая 1 соответствует сигналам ЧМ с ММС.

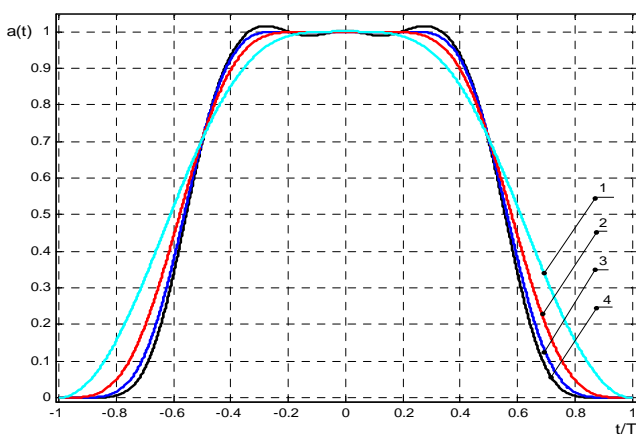


Рис.1

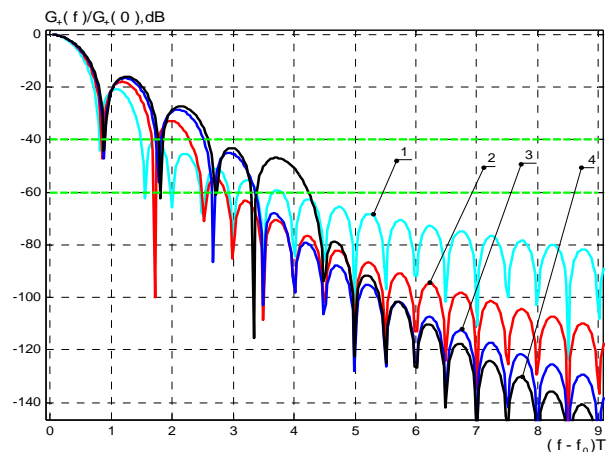


Рис.2

Для спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  в каждом квадратурном канале формирования минимизируемый функционал  $H$ , имеет вид:

$$H = 2T \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{\pi}{2T} k\right)^{2n} + \lambda \left( \frac{E}{2T} - \left( 2 \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} a_k \right)^2 - \sum_{k=1}^m a_k^2 \right) + \mu \int_0^{T/4} ((I_{11}^2(t) + Q_{21}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{12}^2(t) + Q_{22}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{13}^2(t) + Q_{23}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{14}^2(t) + Q_{24}^2(t) - a^2(0))^2) dt$$

Формы огибающей оптимальных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  в каждом квадратурном канале, приведены на рис.3 для  $n=7$ ,  $r = 0.96$ , 1 (кривые 1, 2). , На рис.4 – энергетические спектры случайных последовательностей таких сигналов для  $n=7$ ,  $r = 0.96$ , 1 (кривые 2, 3). Кривая 1 соответствует сигналам ЧМ с ММС.

Для спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $6T$  в каждом квадратурном канале формирования минимизируемый функционал  $H$  получается с учетом условия на ограничение величины пик-фактора, который должен быть равен единице.

Учитывая, что функции  $a(t)$  является четной, имеем на интервале времени  $[0;3T]$ :

$$I(t) = d_{-1}a(t+T) + d_1a(t-T) + d_3a(t-3T) + d_5a(t-5T)$$

$$Q(t) = d_{-2}a(t+2T) + d_0a(t) + d_2a(t-2T) + d_4a(t-4T)$$

где  $d_{-1}, d_0, d_1, d_2, d_3$  принимают значения  $\pm 1$ .

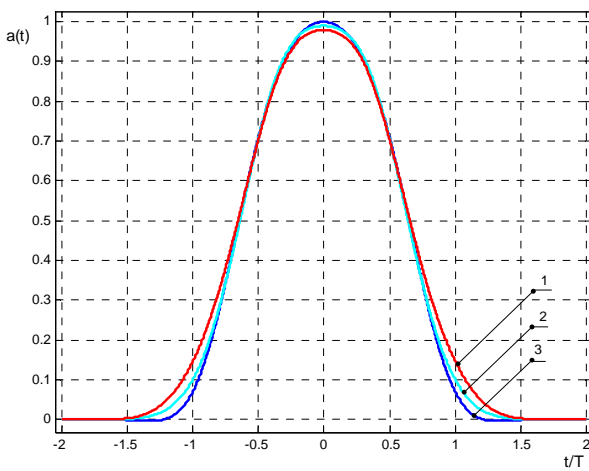


Рис.3

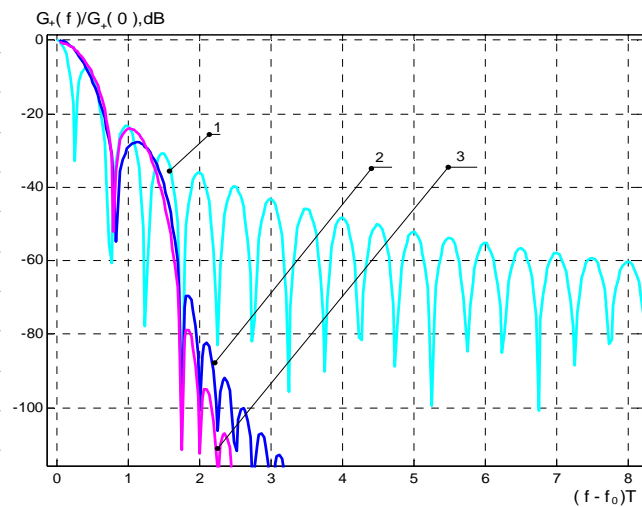


Рис.4

Представим ограничения в интегральном виде:

$$P = \int_0^T ((I_{11}^2(t) + Q_{21}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{12}^2(t) + Q_{22}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{13}^2(t) + Q_{23}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{14}^2(t) + Q_{24}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{15}^2(t) + Q_{25}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{16}^2(t) + Q_{26}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{17}^2(t) + Q_{27}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{18}^2(t) + Q_{28}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{19}^2(t) + Q_{29}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{110}^2(t) + Q_{210}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{111}^2(t) + Q_{211}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{112}^2(t) + Q_{212}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{113}^2(t) + Q_{213}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{114}^2(t) + Q_{214}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{115}^2(t) + Q_{215}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{116}^2(t) + Q_{216}^2(t) - a^2(0))^2) dt = 0$$

Здесь  $Q_i(t), I_i(t)$  - формы огибающих квадратурных составляющих сигналов для различных комбинаций передаваемых символов.

При наличии ограничений получим аналитическую запись целевого функционала:

$$H = \frac{T}{2} \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{\pi}{3T} k\right)^{2n} + \lambda \left(\frac{E}{3T} - 2 \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} a_k\right)^2 - \sum_{k=1}^m a_k^2 + \mu \cdot P$$

На рис.5 приведены формы огибающей оптимальных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $6T$  в каждом квадратурном канале для  $n=7, m=5, 6$  (кривые 1,2). , На рис.6 – энергетические спектры случайных последовательностей таких сигналов для  $n=7, m=5, 6$  (кривые 2,3). Кривая 1 соответствует сигналам ЧМ с ММС.

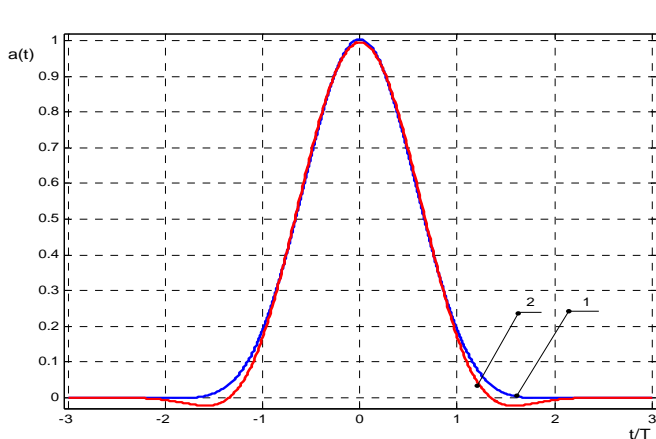


Рис.5

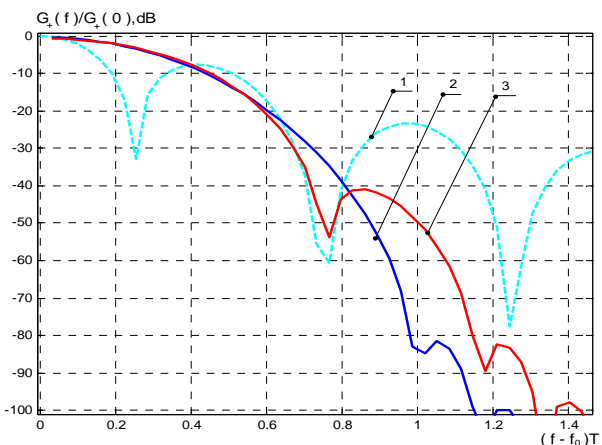


Рис.6

На рис.7 приведены энергетические спектры случайных последовательностей сигналов без межсимвольной интерференции в каждом квадратурном канале длительностью  $2T$  и с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  и  $6T$ . При этом в качестве общего показателя выбрана скорость спада уровня внеполосных излучений равная  $1/\omega^{10}$ . Относительная среднеквадратичная погрешность определения пик-фактора излучаемых колебаний не превосходит 1%. Здесь кривая 1 – ЧМ сигналы с ММС, кривая 2 – длительность  $2T$ , кривая 3 – длительность  $4T$ , кривая 4 – длительность  $6T$ .

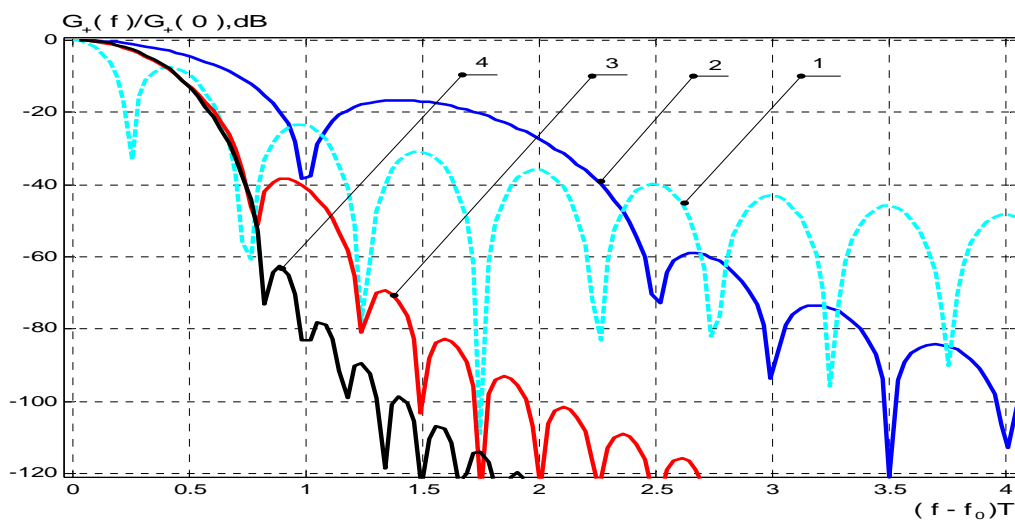


Рис.7

Из анализа кривых на рис. 7 видно, что при выборе занимаемой полосы частот по уровню  $-40$ дБ полоса частот для ЧМ сигналов с ММС составляет  $2.51/T$ . Для оптимальных сигналов с межсимвольной интерференцией в каждом квадратурном канале длительностью  $6T$  составляет  $0.75/T$ . Это позволяет снизить удельные затраты полосы частот более, чем в 3 раза. При определении полосы частот по уровню  $-60$ дБ снижение удельных затрат полосы частот оказывается еще более существенным и составляет 10 раз. При этом пик-фактор излучаемых колебаний сохраняется равным единице. В табл.1 приведены значения занимаемой

полосы частот полученных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $6T$  и среднеквадратичная погрешность определения величины пик-фактора излучаемых колебаний. Из таблицы видно, что полоса частот по уровню  $-40\text{дБ}$  составляет  $0.7/T$  и по уровню  $-60\text{дБ}$  равна  $1/T$ . Полоса частот, в которой сосредоточено  $90\%$  энергии сигнала, равна  $0.69/T$ , а при концентрации энергии  $99\%$  -  $1.04/T$ .

Таблица 1

n	m	$\Delta F_{-40\text{дБ}}$ , (1/T)	$\Delta F_{-60\text{дБ}}$ , (1/T)	$\Delta F_{90\%}$ , (1/T)	$\Delta F_{99\%}$ , (1/T)	$\varepsilon\%$
3	3	0.62	0.92	0.63	0.90	11.8%
	4	0.72	0.88	0.67	1.02	5.4%
	5	0.86	1.02	0.70	1.03	5.5%
5	4	0.75	0.81	0.68	1.00	6.7%
	5	0.76	0.82	0.69	1.01	6.1%
	6	1.00	1.11	0.72	1.06	3.9%
7	5	0.81	0.92	0.68	1.02	6.8%
	6	0.71	1.04	0.69	1.04	5.9%

При решении задачи совместной оптимизации формы огибающей сигналов с межсимвольной интерференцией при наличии ограничений на уровень внеполосных излучений, пик-фактор колебаний и корреляционные свойства, дополнительные условия ставятся на минимальное евклидово расстояние. Это расстояние может быть определено как минимально возможное расстояние из множества расстояний между всеми возможными траекториями огибающей случайной последовательности сигналов на данном интервале времени. Минимальное евклидово расстояние ( для интервала  $4T$ ) определяется как:

$$d_{\min}^2 = \min \{d^2_{\{a_i, a_j\}}\} = \min_{i,j} \int_{-2T}^{2T} (a_i(t) - a_j(t))^2 dt = \min \{d^2_{i,j}\}$$

Функционал может быть представлен в форме:

$$H = 2T \sum_{k=1}^m a_k^2 \left(\frac{\pi}{2T} k\right)^{2n} + \lambda \left(\frac{E}{2T} - \left(2 \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} a_k\right)^2 - \sum_{k=1}^m a_k^2\right) + \mu \int_0^{2T} (a(t) \cdot a(t-2T) - K / 2T) dt$$

$$+ \gamma \int_0^T ((I_{11}^2(t) + Q_{21}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{12}^2(t) + Q_{22}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{13}^2(t) + Q_{23}^2(t) - a^2(0))^2 + (I_{14}^2(t) + Q_{24}^2(t) - a^2(0))^2) dt$$

Решение функционала должно удовлетворять следующим условиям:

$$\frac{\partial H}{\partial a_k} = 0; \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad \frac{\partial H}{\partial \lambda} = 0; \quad \frac{\partial H}{\partial \mu} = 0; \quad \frac{\partial H}{\partial \gamma} = 0;$$

На рис.8 приведена форма огибающей оптимальных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  в каждом квадратурном канале при ограничении на

корреляционные свойства сигналов для  $n=7$ . На рис.9 – энергетические спектры случайных последовательностей таких сигналов (Кривая 1 – ЧМ сигналы с ММС; кривые 2-5 – сигналы с  $n = 1,3,5,7$ )

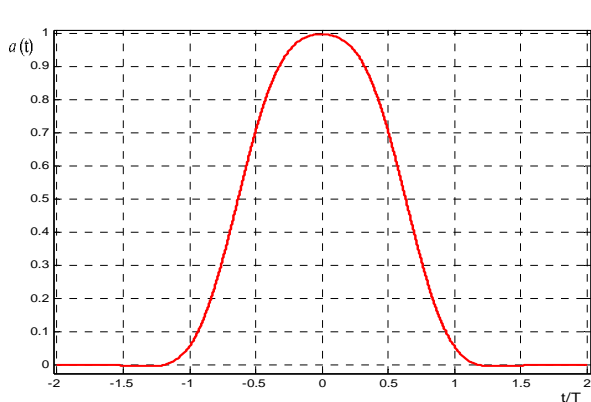


Рис.8

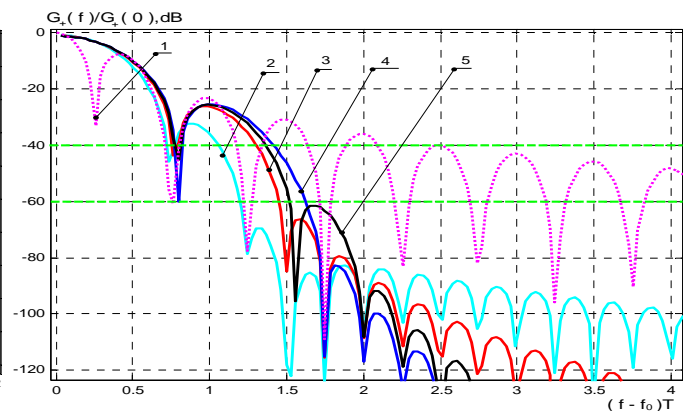


Рис.9

В заключение раздела сделаны следующие основные выводы:

- Оптимальные спектрально-эффективные сигналы с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  в каждом квадратурном канале, полученные в соответствии с критерием минимального уровня внеполосных излучений, при наличии ограничений на величину пик-фактора колебаний, позволяют обеспечить значения полосы частот по уровню  $-60$ дБ, равной  $1.4/T$ , при скорости спада уровня внеполосных излучений  $1/\omega^8 - 1/\omega^{14}$ . Это значение полосы частот в 2,2 раза меньше, чем у сигналов без межсимвольной интерференции при тех же значениях пик-фактора излучаемых колебаний, равных единице со среднеквадратичной погрешностью 1% - 2% .

- Оптимальные спектрально-эффективные сигналы с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  при  $n=7$  в каждом квадратурном канале, полученные в соответствии с критерием минимального уровня внеполосных излучений для скорости спада  $1/\omega^{14}$ , при отстройке от частоты несущей на величину  $2/T$  обеспечивают уровень энергетического спектра  $-102$  дБ, что более чем на 66 дБ меньше, чем у классических ЧМ сигналов с ММС и на 33 дБ, чем у ЧМ сигналов с ГММС при  $\Delta FT = 0.5$ .

**В четвертом разделе** работы рассмотрены методы формирования и алгоритмы приема спектрально-эффективных сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией.

При использовании квадратурного метода формирования спектрально-эффективных сигналов входная последовательность символов канального алфавита преобразуется в две последовательности четных и нечетных символов. Эти последовательности смещаются друг относительно друга на величину тактового интервала, равную  $T$ . В работе приведены структурные схемы квадратурных модуляторов, предназначенных для формирования

спектрально-эффективных сигналов без межсимвольной интерференции и с межсимвольной интерференцией в каждом квадратурном канале. Устройство содержит последовательно-параллельный преобразователь последовательности входных символов двоичного канального алфавита, которые следуют со скоростью передачи  $1/T$ . Формы огибающей сигналов получаются из решения вариационного уравнения. Квадратурный модулятор имеет два низкочастотных квадратурных канала формирования огибающей сигналов, блок переноса спектра сигналов в область высоких частот.

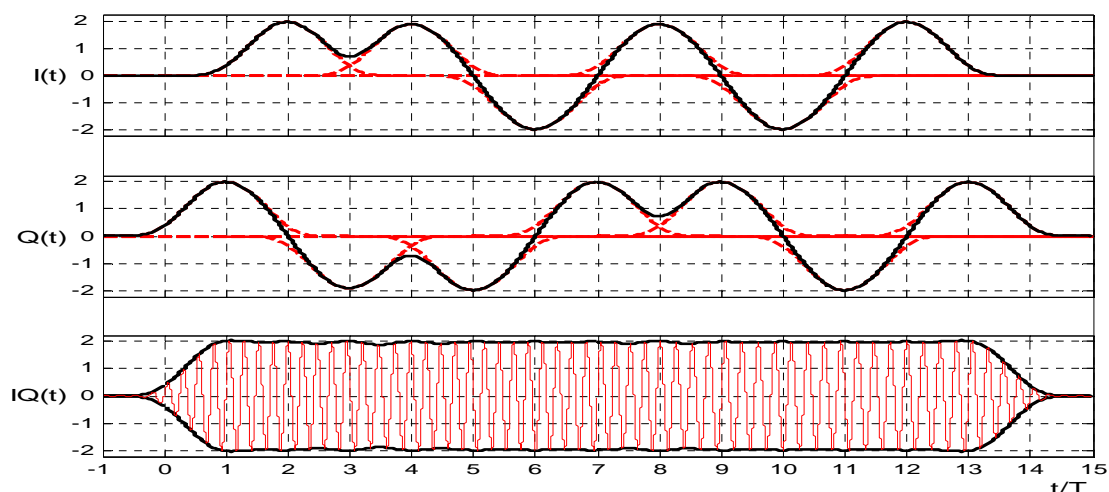


Рис.10

На рис. 10 представлено формирование спектрально-эффективных сигналов длительностью  $4T$  при  $n=5$  и среднеквадратичном отклонении величины пик-фактора 3%.

Алгоритм подоптимального когерентного приема спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  имеет вид:

Регистрируется  $l$ -ый символ длительностью  $4T$ , если выполняется неравенство:

$$\int_{-2T}^{2T} x(t)s_l(t)dt > 0, \quad l = 1,2$$

где  $x(t) = s_l(t) + y_-(t,i) + y_+(t,j) + n(t)$ ;  $y_-(t,i)$  – предшествующая принимаемому сигналу последовательность;  $y_+(t,q)$  – следующая за принимаемым сигналом последовательность;  $s_l(t) = a(t) \cos(\omega_0 t)$ .

Имеем:

$$\int_{-2T}^{2T} (s_l(t) + y_-(t,i) + y_+(t,j) + n(t))s_l(t)dt > 0, \quad \int_{-2T}^{2T} n(t)s_l(t)dt > - \int_{-2T}^{2T} (s_l(t) + y_-(t,i) + y_+(t,j))s_l(t)dt$$

Следовательно,

$$p = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \frac{\int_{-2T}^{2T} (s_l(t) + y_-(t,i) + y_+(t,j))s_l(t)dt}{\sqrt{\int_{-2T}^{2T} (s_l(t))^2 dt}} \right) \right].$$



С учетом того, что энергия каждого квадратурного сигналов составляет половину общей энергии, получим:

$$p_{ij} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\alpha_1 h_0} \frac{\int_{-2T}^{2T} (s_i(t) + y_-(t,i) + y_+(t,j)) s_l(t) dt}{\int_{-2T}^{2T} (s_l(t))^2 dt} \right) \right].$$

где  $h_0 = \frac{A_0^2 T}{2N_0}$ ,  $\alpha_1 = \frac{E_2}{A_0^2 T / 2}$   $\square$   $E_2 = \int_{-2T}^{2T} (s_l(t))^2 dt$

Усредняя условные вероятности ошибок, получим среднюю вероятность ошибочно приема:

$$P = \frac{1}{4} \sum_i \sum_j p_{ij}$$

Рассмотрен достаточно простой в реализации и эффективный в помехоустойчивости алгоритм оптимального поэлементного приема при оптимизированном интервале анализа. Аналитическая запись алгоритма имеет вид:

$$\int_{t_0}^{t_0+T_a} x(t) \cdot s_l(t) dt > 0.$$

При этом  $t_a$  - интервал анализа выбирается меньше или равным длительности сигнала  $LT$ .

На рис.11 приведена структурная схема квадратурного модулятора таких спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией. Устройство содержит последовательно-параллельный преобразователь последовательности входных символов двоичного канального алфавита, которые следуют со скоростью передачи  $1/T$ .

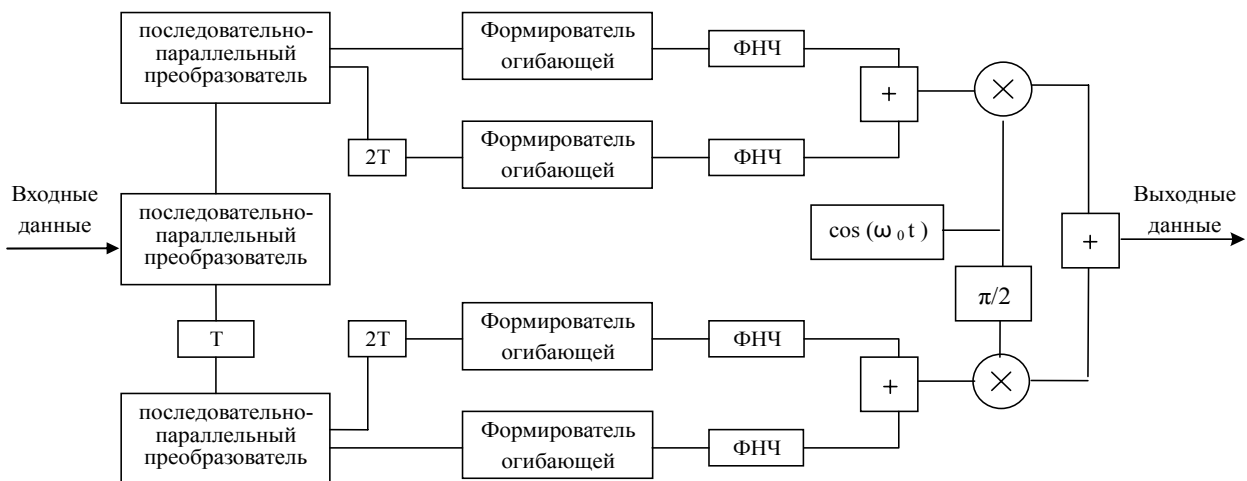


Рис.11

На рис.12 приведена структурная схема квадратурного устройства приема спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$ . В этом

устройстве низкочастотные квадратурные составляющие с выхода фильтров низкой частоты квадратурных каналов приема поступают на вычислительный блок. Этот блок содержит генератор огибающей квадратурной компоненты спектрально-эффективного сигнала, умножители и интеграторы. Для обеспечения соответствующей синхронной работы этих блоков используется система устройств задержки и формирования строга интегратора.

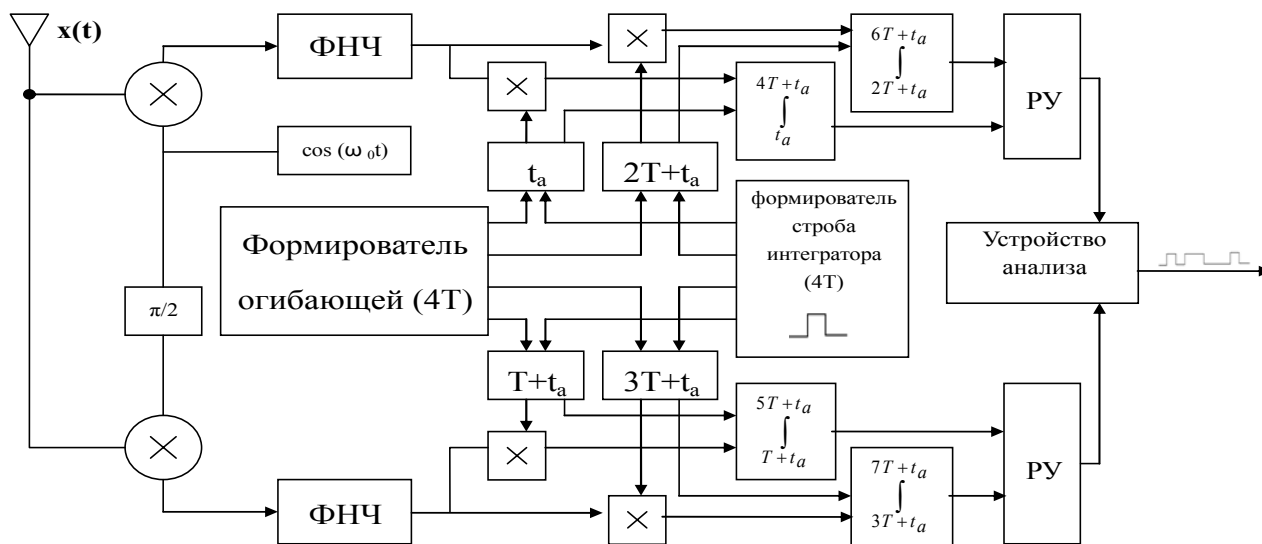


Рис.12

На рис.13 показана имитационная модель квадратурного устройства формирования и приема спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$ . На рис.14 приведена диаграмма результатов имитационного моделирования в среде SIMULINK спектрально-эффективных сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $6T$ . Энергетический спектр (рис.15, кривая 2) реализации этой случайной последовательности спектрально-эффективных сигналов по форме практически совпадает со спектром, рассчитанным по формулам (кривая 1).

Количественное снижение удельных затрат полосы частот при критерии определения полосы по уровню  $-40$  дБ. приведено на рис.16. Кривые построены путем вычисления различных точек энергетической эффективности для различных значений вероятности ошибочного приема.

На этом рисунке кривая 1 соответствует классическим ФМ сигналам с прямоугольной формой огибающей. Кривая 2 соответствует ЧМ сигналам с ММС и спектрально-эффективным сигналам без межсимвольной интерференции длительностью  $2T$ . Значительно меньшие затраты полосы частот обеспечивают спектрально-эффективные сигналы с межсимвольной интерференцией длительностью  $4T$  и  $6T$  (кривые 3 и 4). Как следует из сравнения этих кривых при вероятностях ошибочного приема  $10^{-4}$  и  $10^{-5}$  снижение удельных затрат полосы частот составляет для 2,5 раза для сигналов длительностью  $4T$  и более 3 раз для сигналов с межсимвольной интерференцией длительностью  $6T$  по отношению к ФМ сигналам.

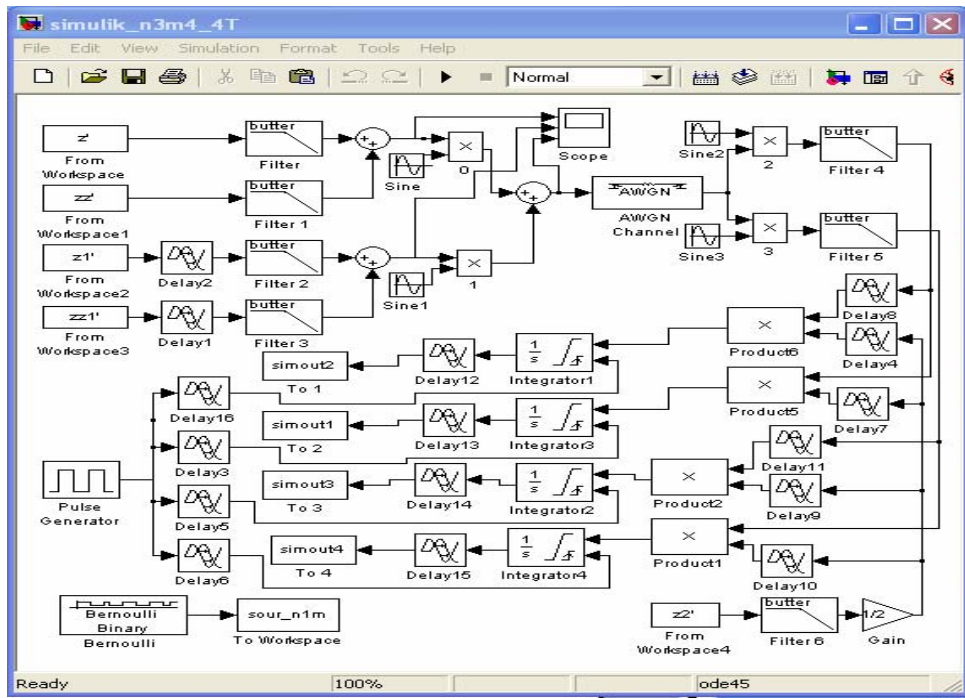


Рис.13

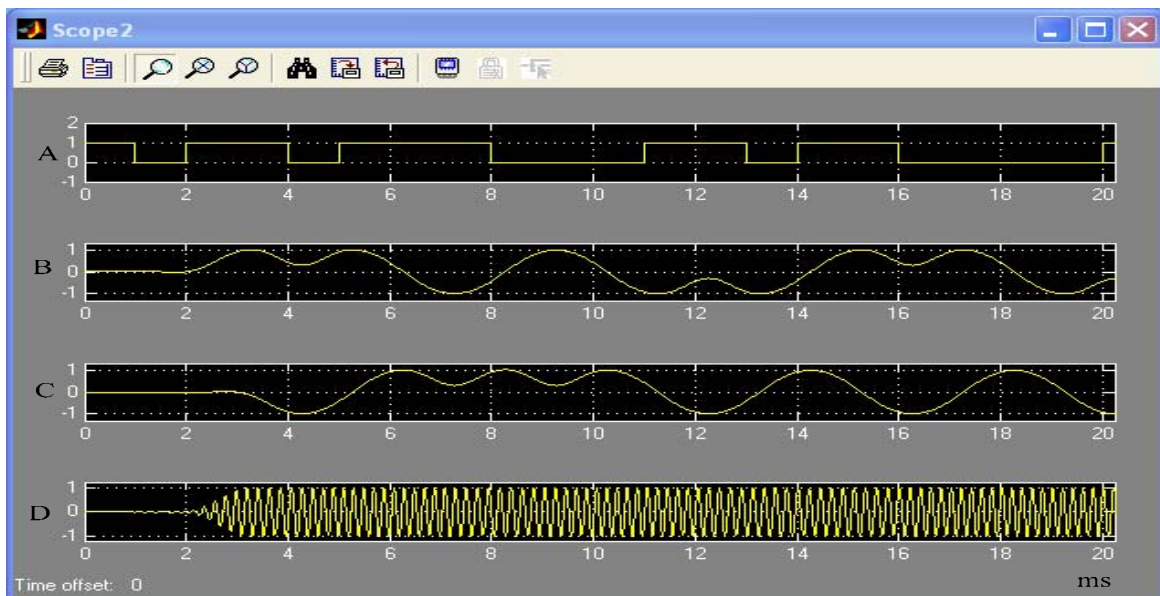


Рис.14

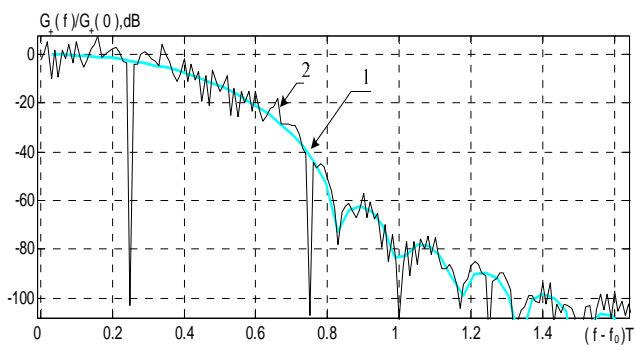


Рис.15

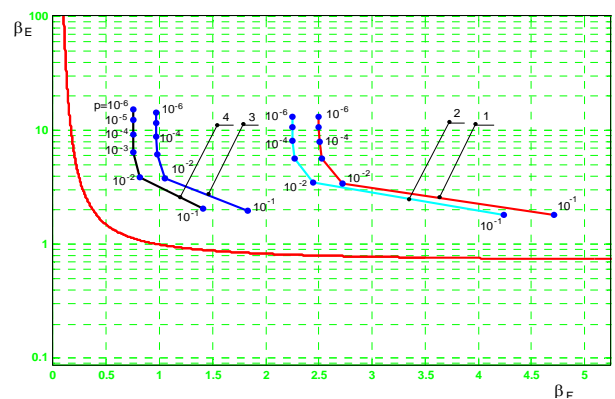


Рис.16

В заключении сформулированы научные результаты и положения, выносимые на защиту.

### Публикации по теме диссертации:

1. **Макаров С. Б. Сюэ Вэй.** Синтез спектрально-эффективных сигналов для защищенных беспроводных телекоммуникационных систем с ограниченным энергетическим ресурсом. // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. №2, 2006 г. с 83-94.

2. **Сюэ Вэй, Макаров С.Б.,** Временные и спектральные характеристики случайных последовательностей многопозиционных АФМ сигналов с межсимвольной интерференцией // «XXXIV Неделя науки СПбГГУ, радиофизический факультет» 28 ноября – 3 декабря 2005 г СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2005 г. С. 30 -31.

3. **Сюэ Вэй** Численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы комплексной огибающей спектрально-эффективных сигналов // «XXXV Неделя науки СПбГПУ, радиофизический факультет» 28 ноября – 3 декабря 2006 г СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2006 г. С.35-36.

4. **Сюэ Вэй, Макаров С. Б.** Анализ помехоустойчивости квадратурного подоптимального приема сигналов с GMSK // Материалы X Всероссийской конференции по проблемам науки и высшей школы «Фундаментальные исследования в технических университетах» 18-19 Мая 2006 г. СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2006 г. С. 114-115.

5. **Сюэ Вэй, Макаров С. Б.** Формирование спектрально-эффективных 4-ых позиционных сигналов с малым значением пик-фактора колебаний // Молодые учёные – промышленности Северо-Западного региона: Материалы семинаров политехнического симпозиума. СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2005. – с. 86-87.

6. **Сюэ Вэй, Макаров С. Б.** Анализ влияния безынерционного ограничителя амплитуды на характеристики квадратурных спектрально-эффективных сигналов // методы и технические средства обеспечения безопасности информации-Материалы XIV Общероссийской научно-технической конференции 4 - 5 октября 2005 г. СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2005. – с. 130.

7. **Макаров С. Б., Сюэ Вэй** Применение спектрально-эффективных сигналов с постоянной огибающей в защищенных информационных системах передачи данных // методы и технические средства обеспечения безопасности информации-Материалы XV Общероссийской научно-технической конференции 26 - 28 июня 2006 г. СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2006. – с. 40-41.