

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(Н И У « Б е л Г У »)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК
КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА
ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ ДЕКОДИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-
КОВОЙ КОНСТРУКЦИИ WIMAX**

Магистерская диссертация
обучающегося по направлению подготовки 11.04.02 Инфокоммуникационные
технологии и системы связи,
магистерская программа «Системы и устройства радиотехники и связи»
очной формы обучения, группы 07001532
Лихогодиной Елизаветы Сергеевны

Научный руководитель
докт.техн.наук, профессор кафедры
Информационно-
телекоммуникационных систем
и технологий
НИУ «БелГУ»
Жиляков Е.Г.

Рецензент
канд.техн.наук,
доцент кафедры
Прикладной информатики и
информационных технологий
НИУ «БелГУ»
Черноморец А.А.

БЕЛГОРОД 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
ГЛАВА 1 ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ	5
1.1 Технология GSM	5
1.2 Технология CDMA	9
1.3 Технология WiMAX	14
1.4 Технология LTE	15
ГЛАВА 2 ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА В СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	19
2.1 Wi-fi 802.11	19
2.2 WiMAX 802.16	21
2.3 Искажения в канальных сигналах	24
ГЛАВА 3 ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ В СИСТЕМЕ WiMAX	32
3.1 Модель воздействия узкополосных помех	32
3.2 Модель кодирования-декодирования информации из СКК в системе WiMAX	35
3.3 Вычислительный эксперимент	37
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	48
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	49

ВВЕДЕНИЕ

Увеличение плотности размещения радиоэлектронных средств (РЭС), физические ограничения, а также ограничения в виде частотных планов, накладываемые МЭК, сокращают частотный ресурс, доступный для использования. Однако стоит отметить, что на ограниченной территории в одном и том же частотном диапазоне одновременно работает большое количество РЭС [1]. Это приводит к резкому увеличению уровня вызываемых ими взаимных помех, как широкополосных, так и в большей степени узкополосных. Наличие помехи в полосе работы РЭС становится причиной неверного детектирования переданного сигнала, и, соответственно, ошибок при декодировании. Для обеспечения правильного детектирования сигнала используют различные меры, например, скачкообразную перестройку частот, помехоустойчивые коды, или применяют сигнально-кодовые конструкции.

Одним из распространенных видов помех являются узкополосные, или сосредоточенные по спектру, помехи, возникающие в основном из-за РЭС, работающих, на одной и той же частоте (или в том же частотном диапазоне), а также в результате природных явлений.

Один из способов оценки работоспособности (помехоустойчивости) разработанных систем - моделирование разрушающих воздействий. В качестве моделей, ввиду наибольшей распространенности, целесообразно использовать узкополосные помехи, которые имитируют помехи, создаваемые при работе радиоэлектронной аппаратуры в заданном диапазоне.

Целью данной работы является разработка алгоритмов и программ моделирования воздействия узкополосных помех на СКК, применяемые в технологии WiMAX.

Исходя из поставленной цели, были сформулированы следующие задачи исследования:

1) Разработать алгоритм и его программную реализацию кодирования/декодирования информации сигнально-кодовой конструкции (СКК), формируемой на основе квадратурной амплитудной модуляции, используемой в системе WiMAX.

2) Разработать алгоритмы и их программные реализации для формирования узкополосных помех.

3) На основе вычислительных экспериментов оценить вероятность ошибки, возникающей при декодировании информации из СКК в результате воздействия узкополосной помехи.

Предмет исследования — методы оценки целостности информации при декодировании СКК для технологии WiMAX.

Объект исследования – информация, представляемая сигнально-кодовой конструкцией в системе WiMAX.

Данная исследовательская работа состоит из трех частей.

В теоретической части работы приводится математическая модель СКК для технологии WiMAX, анализируются основные виды узкополосных помех и приводятся их математические модели.

В практической части ведется разработка алгоритмов:

- формирования СКК,
- формирования узкополосных помех,
- воздействия узкополосных помех на СКК.

Приводятся планы вычислительных экспериментов и алгоритмы для оценки влияния узкополосной помехи на декодирование СКК.

ГЛАВА 1 ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Преобразование дискретного сообщения в сигнал обычно осуществляется в виде двух операций – кодирования и модуляции.

Кодирование представляет собой преобразование сообщения в последовательность некоторых символов. Для этого устанавливается взаимно-однозначное соответствие между сообщениями и символами, которое называется кодом.

Модуляция представляет собой преобразование сообщения (первичного сигнала) в сигнал, пригодный для передачи по данной линии связи. При этом преобразовании осуществляется согласование источника с каналом [4].

1.1 Технология GSM

GSM – стандарт цифровой мобильной сотовой связи, разработанный в 1990 году рабочей группой GSM (Groupe Speciale Mobile) под эгидой Европейского института стандартизации электросвязи. В данном стандарте используется временное разделение каналов (TDMA). GSM относится к сетям второго поколения.

В России стандарт работает в диапазоне 900 МГц (восходящий канал: 890-915 МГц, нисходящий канал: 935-960 МГц), разнос между восходящим и нисходящим каналом составляет 45 МГц. В GSM реализуется частотный метод дуплексирования каналов (FDD).

TDMA: частотные каналы разбиваются на кадры по 8 временных интервалов длительностью 577 мкс. Каждому из них соответствует определенный временной интервал на определенной частоте. Временные интервалы могут быть пяти типов: нормальный, подстройки частоты, синхронизации, установочный и доступа. В нормальном временном интервале: полезная информация передается двумя блоками по 57 бит, между ними –

тренировочная последовательность по 26 бит, ограниченная одноразрядными указателями. Граничные интервалы (Border bit) ограничивают всю передаваемую последовательность и имеют длительность 3 бита. После передачи всех 148 бит канального интервала передатчик не транслирует информацию в течение 30,44 мкс – защитного интервала, который по времени эквивалентен передаче 8,25 бит [12].

Ширина полосы канала связи в стандарте GSM – 200 кГц.

В GSM используется гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK). По своей сути она является частотной модуляцией (ЧМ) с предварительной гауссовой фильтрацией. Для передачи цифровых данных используется цифровая ЧМ, называемая FSK. Для демодуляции большого класса сигналов используются простые некогерентные демодуляторы, для которых необходимо более высокое отношение несущая/шум, чем для систем с когерентной демодуляцией.

Использование фильтра низких частот (ФНЧ) с характеристикой Гаусса дает значительное уменьшение полосы частот излучаемого радиосигнала [32].

Если в передатчике частотная девиация осуществляется согласно выражению

$$\Delta f_{pp} = 2\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_b}, \quad (1.1)$$

где T_b - длительность бита входной цифровой последовательности (при $m_{ЧМ} = \Delta f_{pp} T_b = \frac{1}{2}$), то можно реализовать когерентную модуляцию/демодуляцию сигналов с минимальным частотным сдвигом MSK [34].

Термин «гауссовская» соответствует дополнительной фильтрации спектра модулирующей битовой последовательности узкополосным гауссовским фильтром, имеющим отклик на прямоугольные импульсы при $BT_b = 0,3$, где B - полоса гауссовского фильтра на уровне 3 дБ, а T_b - длительность передачи бита информации.

Метод MSK.

Частотно-манипулированный сигнал $S_{FSK}(t)$ можно рассматривать как гармонический, частота которого может принимать два значения:

$$f_1 = f_0 - \Delta f \text{ и } f_2 = f_0 + \Delta f \quad (1.2)$$

При этом он может быть представлен в виде:

$$S_{FSK}(t) = A \times \cos[2\pi(f_0 \pm \Delta f)t] = A \times \cos(\pm 2\pi \times \Delta f t) \times \cos(2\pi \times \Delta f_0 t) - A \times \sin(\pm 2\pi \times \Delta f t) \times \sin(2\pi \times \Delta f_0 t) \quad (1.3)$$

где A - амплитуда сигнала $S_{FSK}(t)$.

При когерентной демодуляции частота девиации Δf выбирается из условия:

$$\Delta f = \frac{1}{4T_b}, \quad (1.4)$$

где T_b - длительность передачи бита информации.

Тогда сигнал MSK может быть записан следующим образом:

$$S_{MSK}(t) = A \times \cos\left(\pm \frac{\pi t}{2T_b}\right) \times \cos(2\pi f_0 t) - A \times \sin\left(\pm \frac{\pi t}{2T_b}\right) \times \sin(2\pi f_0 t), \quad (1.5)$$

при $(n-1)T_b \leq t \leq nT_b$. Данное выражение является квадратурным представлением сигналов FSK применительно к MSK.

Далее происходит перемножение с синфазным $(I(t) = a_i \cos\left(\pm \frac{\pi t}{2T_b}\right))$ и квадратурным $(Q(t) = a_q \times \sin\left(\pm \frac{\pi t}{2T_b}\right))$ низкочастотными сигналами, несущими информацию цифрового потока с выхода кодера канала.

В канале $Q(t)$ введение дополнительной задержки $(\Delta t = T_b)$ позволяет получить в формирователе импульсов последовательность импульсов вида:

$$\cos\left[\pm \pi \times \frac{t - T_b}{2T_b}\right] = \sin\left(\pm \frac{\pi t}{2T_b}\right), \quad (1.6)$$

Принципы формирования модулирующих сигналов:

С выхода кодера канала подается цифровая последовательность, например, в виде биполярного кода NRZ (Not Return to Zero). Этот сигнал подается на вход

блока последовательно-параллельного преобразователя, который разделяет поток на два:

- $a_i(t)$ - синфазный (нечетные биты);
- $a_q(t)$ - квадратурный (четные биты).

Символьная скорость данных потоков равна половине скорости входной битовой последовательности по принципу: $F_{\text{ПШИ}} = 1/2 F_{\text{NRZ}} = 1/4 T_b$, а период символьной последовательности $T_{\text{ПШИ}} = 4 T_b$.

На входы формирователей импульсов синусоидальной формы поступают нечетные a_i и четные a_q последовательности импульсов, которые там преобразуются в отрезки косинусоидальной и синусоидальной формы – они и являются модулирующими сигналами, предварительно прошедшими блок ПРД/Ф (блок передающего ФНЧ или сигнального процессора MSK), где они окончательно формируются в сигналы:

$$I(t) = a_i \times \cos\left(\pm \pi \frac{t}{2T_b}\right) \text{ и } Q(t) = a_q \times \sin\left(\pm \pi \frac{t}{2T_b}\right) \quad (1.7)$$

В зависимости от соотношения a_i и a_q , а также знаков выражений (1.7) происходит изменение фазы выходного сигнала скачками по 90° , а по частоте в соответствии с выражением (1.2).

Спектральная плотность высокочастотного модулированного сигнала определяется в соответствии с выражением:

$$G_{\text{MSK}}(f) = P_c \frac{4T_s [1 + \cos 2\pi(f - f_0)T_s]}{\pi^2 [1 - 4T_s^2(f - f_0)^2]^2}, \quad (1.8)$$

где P_c - полная мощность модулированного сигнала; f_0 - частота немодулированной несущей; $T_s = 1/f_s = 2T_b$ - длительность символа, T_b - длительность бита; f - несущая частота.

В демодуляторе MSK сигнал поступает по трем цепям: две цепи в схеме перемножений по двум $I(t)$ и $Q(t)$ квадратурным сигналам, и одна цепь в схеме восстановления несущей (СВН). Схема СВН подает в перемножители сигналы

восстановленной несущей $f = f_0 \pm \Delta f$, при этом используется задержка на 90° в фазовращателе сигнала, чтобы сформировать квадратурный сигнал $Q(t)$. После этого формируются сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, которые пропускаются через приемные фильтры, в качестве которых могут использоваться ФНЧ. Затем сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ поступают в пороговые решающие системы и в схему восстановления тактовой частоты.

Гауссов ФНЧ:

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[Q \left(2\pi B_b \frac{t - \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) - Q \left(2\pi B_b \frac{t + \frac{T}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) \right], \quad 0 \leq B_b T \leq \infty, \quad (1.9)$$

где $Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$.

Основными недостатками стандарта GSM являются:

- 1) Искажение речи при цифровой обработке и передаче;
- 2) Связь на расстоянии не более 120 км от ближайшей базовой станции

1.2 Технология CDMA

CDMA – множественный доступ с кодовым разделением каналов.

Существует три вида кодового разделения доступа: расширение спектра методом прямой последовательности (DS), частотных скачков (FH), временных скачков (TH).

Передачу сигнала с использованием расширения спектра методом прямой последовательности также можно назвать передачей на основе шумоподобных сигналов. В данном методе каждый бит заменяется некоторой фиксированной последовательностью определенной длины – базой сигнала. Для каждого канала задается определенная последовательность. При этом спектр сигнала расширяется пропорционально величине базы. Как правило, последовательности подбирают таким образом, чтобы они были ортогональны. На приемной стороне

вычисляются корреляционные интегралы входного сигнала и кодовой последовательности определенного канала. Таким образом, принимается только тот сигнал, который был расширен посредством заданной кодовой последовательности (значение корреляционной функции выше порогового значения). Благодаря этому в одной полосе частот может работать несколько передатчиков.

Так как сигналы являются широкополосными, снижается их мощность, что, в свою очередь, приводит к увеличению помехоустойчивости.

Сети IS-95 (спецификация, разработанная компанией Qualcomm, также называемая cdmaOne), занимают практически тот же диапазон, что и сети AMPS: 824-840 и 869-894 МГц. Нисходящий канал всегда на 45 МГц выше восходящего. Ширина канала – 1,25 МГц.

Нисходящий канал содержит 64 логических канала. Они формируются за счет расширения спектра последовательностями Уолша. Каждая из последовательностей – одна из 64 строк матрицы Адамара. Их основное свойство – все строки матрицы, а также их инверсия, взаимно ортогональны.

В стандарте IS-95 используются матрицы Адамара 64-го порядка.

Входной поток подвергается защитному сверточному кодированию со скоростью $\frac{1}{2}$ и попадает в повторитель. Эти данные поступают в блок перемежения, защищающий от групповых ошибок. Далее поток перемножается с 42-разрядным числом, т.н. маской длинного кода (идентификационным номером мобильной станции). После этого поток расширяется последовательностями Уолша. После этого скорость потока становится равной 1,2288 Мбит/с. Выигрыш в отношении сигнал/шум для расширенного и исходного сигналов составляет 21 дБ. Прежде чем попасть на модулятор, сигнал дополнительно расширяется псевдослучайной последовательностью с т. н. коротким кодом и раскладывается на квадратурные составляющие. Несущая модулируется методом QPSK [12].

QPSK – четырехпозиционная фазовая манипуляция. В ней используется четыре значения фазы несущего колебания. Каждое состояние фазы (45° , 135° , 225° и 315°) передает два бита полезной информации (рис.1.1). При этом содержимое бит выбрано таким образом, чтобы переход к соседнему состоянию фазы несущего колебания за счет ошибки приема приводил не более чем к одиночной битовой ошибке. Для реализации QPSK используется квадратурный модулятор.

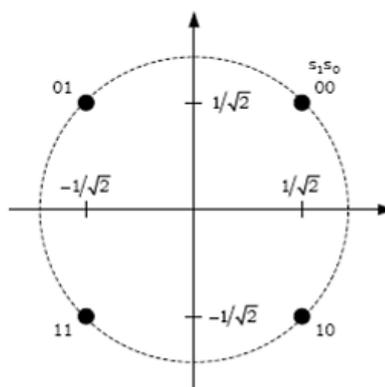


Рисунок 1.1 – Сигнальное созвездие QPSK

Для осуществления манипуляции входной поток бит разбивается на две параллельные последовательности (четные и нечетные биты), которые обеспечивают 4 различных состояний, а длительность модулирующего символа становится в два раза больше. При этом тактовая частота модулирующего сигнала уменьшается в 2 раза. Соответственно и полоса модулирующего сигнала уменьшается вдвое.

Далее эти два потока умножаются на несущую. Последовательность четных бит умножается на несущую, формируя синфазную составляющую сигнала QPSK, а последовательность нечетных бит умножается на несущую со сдвигом фазы 90° , формируя квадратурную составляющую. После этого синфазная и квадратурная составляющие суммируются. Для демодуляции такого сигнала требуется приемник с фазовым дискриминатором.

CDMA2000 – стандарт 3-го поколения мобильной связи. Основной целью его создания было увеличение пропускной способности, а также максимальных

скоростей передачи данных. Его разработка началась в 2000 году. Рассматривают три фазы CDMA2000:

- 1) 1x, поддерживающий скорость передачи данных 144 Кбит/с;
- 2) 1x-EV-DO, поддерживающий скорость 2 Мбит/с;
- 3) 1x-EV-DV, поддерживающий скорость до нескольких десятков Мбит/с.

В отличие от CDMA One, в CDMA2000 реализована сеть с коммутацией пакетов, что позволяет передавать данные с большей скоростью.

CDMA2000 использует тот же частотный диапазон, что и CDMA One.

Преимущества CDMA2000:

1. Улучшенный алгоритм управления мощностью. Основным изменением стало увеличение частоты передачи команд на изменение мощности передачи данных абонентского оборудования. Благодаря этому в полтора раза увеличилась емкость сети.

2. Разнесенная передача.

3. Умные антенны, позволяющие формировать отдельные пучки сигнала для каждого абонента с точностью в несколько десятков метров. Благодаря этому реализован пространственный метод множественного доступа абонентов SDMA.

4. В CDMA2000 используются более эффективные вокодеры (аппаратное или программное средство, реализующее алгоритм сжатия речи для хранения и передачи по линиям связи) и большее число расширяющих кодов (коды Уолша).

WCDMA – система множественного доступа CDMA, использующая прямое расширение спектра, т.е. биты информации пользователя передаются в широкой полосе частот путем умножения исходного потока данных пользователя на последовательности квазислучайных битов (называемых чипами), являющиеся кодами расширения CDMA. Для обеспечения очень высоких скоростей передачи (до 2 Мбит/с) поддерживается использование переменного коэффициента расширения и мультикодовых комбинаций. В

данном стандарте хорошо реализована поддержка функции band on demand – получения ширины полосы по требованию, так как W-CDMA поддерживает различные скорости передачи данных.

WCDMA поддерживает два основных режима работы: частотное (FDD) и временное разделение дуплексных каналов (TDD). В режиме FDD для восходящего и нисходящего каналов используются отдельные несущие с частотой 5 МГц, тогда как в режиме TDD только одна несущая 5 МГц используется для восходящего и нисходящего каналов с разделением прием-передача во времени. WCDMA поддерживает работу асинхронных базовых станций, так что в отличие от синхронной системы IS-95 отсутствует необходимость в глобальной привязке ко времени, например, к GPS. WCDMA использует когерентный прием для систем WCDMA в восходящем и нисходящем каналах на основе применения пилот-символов или общих пилот-сигналов.

Кодирование сигнала WCDMA происходит следующим образом: данные, полученные от источника информации, подвергаются расширению путем перемножения каждого бита полезного сигнала на некоторую расширяющую последовательность. Благодаря этому, скорость сигнала увеличивается, уменьшается длина импульсов и, следовательно, увеличивается занимаемая частотная полоса. После расширения производится кодирование сигнала специальным ортогональным кодом.

При приеме сигнала все происходит в обратном порядке: сигнал декодируется, затем выполняется обратная расширению процедура, когда сигнал умножается на последовательность, инверсную расширяющей. Эта процедура позволяет извлечь полезный сигнал и сузить его спектр для дальнейшей передачи его адресату информации. Главная цель операции расширения заключается в снижении степени влияния узкополосных помех. Технология WCDMA положена в основу сети доступа системы сотовой связи стандарта UMTS.

1.3 Технология WiMAX

WiMAX, или Wireless MAN (стандарт IEEE 802.16) – коммерческое название технологии, разработанной в 2004 году организацией WiMAX Forum с целью предоставления беспроводной связи для широкого спектра устройств.

Стандарт IEEE 802.16 определяет применение:

- на физическом (радио) уровне широкополосного радиосигнала OFDM с множеством поднесущих;

- на канальном уровне используется современный протокол множественного (многостанционного) доступа Time Division Multiple Access (TDMA) и Scalable OFDM Access (SOFDMA);

- на сетевом (транспортном) уровне в сетях WiMAX применяется IP протокол передачи данных, широко используемый в большинстве современных сетях передачи данных, в том числе, в сети Интернет [13].

Существует две версии протокола IEEE 802.16: фиксированный (802.16d, утвержденный в 2004 году) и мобильный (802.16e, утвержденный в 2005 году). Основное различие между ними состоит в том, что фиксированный WiMAX рассчитан на работу со стационарными абонентами, мобильный – теоретически рассчитан на работу с абонентами, передвигающимися со скоростью до 150 км/ч. Во втором случае в стандарте должны быть предусмотрены функции роуминга и процесса передачи абонента от одной базовой станции к другой без прерывания соединения.

В системах WiMAX применяется широкополосный OFDM-сигнал (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), образованный из множества разнесенных по частотному спектру узкополосных сигналов. Это обеспечивает наивысшую спектральную эффективность в классе широкополосного беспроводного доступа (BWA, Broadband Wireless Access) и возможность работы вне прямой видимости. Под спектральной эффективностью понимается скорость передачи данных на один Гц полосы частотного спектра.

OFDM сигнал формируется следующим образом (рисунок 0.). Некоторая высокоскоростная последовательность импульсов первоначально делится на множество параллельных цифровых потоков с импульсами большей длительности. Каждая вновь образованная последовательность импульсов модулируется по амплитуде и по фазе QAM полезным сигналом, несущим информацию о передаваемых данных. Полученное множество модулированных последовательностей импульсов с помощью частотного мультиплексора объединяется в совокупность разделенных по частоте ортогональных каналов (поднесущих), образуя единый широкополосный сигнал. Далее сигнал с множеством поднесущих преобразуется с помощью ЦАП в высокочастотный аналоговый радиосигнал и передается по беспроводному каналу связи [13].

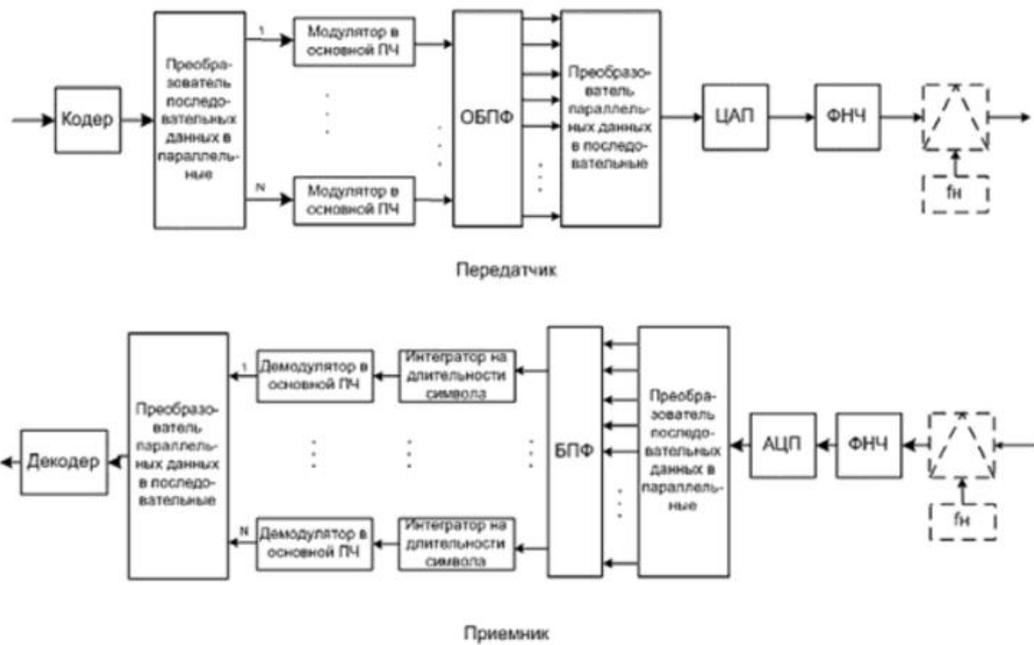


Рисунок 0.2 – Схема формирования сигнала с OFDM

1.4 Технология LTE

Разработка технологии LTE как стандарта официально началась в конце 2004 года, при этом основной задачей на начальном этапе был выбор технологии физического уровня, которая смогла бы обеспечить высокую скорость передачи данных. В результате проведенных исследований была выбрана технология OFDM.

При разработке архитектуры сети LTE были приняты во внимание следующие общие принципы.

- Логически разделены транспортные (под)сети передачи пользовательских данных и служебной информации.
- Сеть радиодоступа и базовая пакетная сеть полностью освобождены от транспортных функций. Схемы адресации, используемые в этих сетях, не должны быть связаны со схемами адресации, используемыми при реализации транспортных функций. Тот факт, что некоторые функции сети радиодоступа или базовой пакетной сети физически реализованы в том же оборудовании, что и некоторые транспортные функции, не говорит о том, что транспортные функции являются частью указанных сетей.
- Управление мобильностью абонентов и/или пользовательских терминалов полностью возложено на сеть радиодоступа.
- Функциональное разделение интерфейсов сети радиодоступа должно иметь несколько возможных опций.
- Интерфейсы должны базироваться на логической модели блока, управляемого данным интерфейсом.
- Один физический элемент сети может при реализации содержать в себе несколько логических блоков [35].

Разделение каналов в LTE может быть как временным (TDD), так и частотным (FDD).

Обмен между базовой станцией (БС) и мобильной станцией (МС) строится по принципу циклически повторяющихся кадров (в терминологии LTE - радиокадр) [37]. Их длительность – 10 мс. Все временные параметры в спецификации LTE привязаны к минимальному временному кванту $T_s = 1/(2048 \times \Delta f)$, где Δf - шаг между поднесущими, согласно стандарту – 15 кГц. Стандарт LTE предусматривает два типа радиокадров. 1 тип предназначен для частотного дуплексирования. Такой кадр состоит из 20 слотов (по 0,5 мс), нумеруемых от 1 до 19. Два смежных слота образуют субкадр.

Радиокадр 2 типа предназначен только для временного дуплексирования и состоит из двух полукадров длительностью 5 мс. Каждый полукадр включает в себя 5 субкадров. Стандарт предусматривает два цикла временного дуплексирования – 5 и 10 мс. В первом случае 1 и 6 субкадры идентичны и содержат служебные поля, а также защитный интервал. При 10-миллисекундном цикле 6 субкадр используется для передачи данных в нисходящем потоке.

Основной целью использования технологии OFDM является устранение влияния помех, вызванных многолучевым распространением сигнала.

Данная технология предполагает передачу широкополосного сигнала посредством независимой модуляции узкополосных поднесущих, расположенных с определенным шагом по частоте Δf . Один OFDM-символ содержит набор модулированных поднесущих. Во временной области он включает в себя поле данных и циклический префикс. В технологии LTE принят шаг между поднесущими 15 кГц, что соответствует длительности символа 66,7 мкс.

Каждому абонентскому устройству в каждом слоте назначается определенный диапазон канальных ресурсов в частотно временной области – ресурсная сетка. Ячейка ресурсной сетки – так называемый ресурсный элемент – соответствует одной поднесущей в частотной области и одному OFDM-символу во временной. Ресурсные элементы образуют ресурсный блок – минимальную информационную единицу в канале. Ресурсный блок занимает 12 поднесущих (т.е. 180 кГц) и 7 или 6 OFDM-символов, в зависимости от типа циклического префикса – так, чтобы общая длительность слота составляла 0,5 мс.

При стандартном префиксе символьная скорость составит 14000 символов/с, что соответствует, при FDD-дуплексе, агрегатной скорости от 28 до 84 кбит/с на поднесущую. Сигнал с полосой 20 МГц содержит 100 ресурсных блоков или 1200 поднесущих, что дает общую агрегатную скорость в канале от 33,6 до 100,8 Мбит/с. При заданных в стандарте значениях частота выборок для

БПФ оказывается кратной 3,84 МГц – стандартной частоте выборок в технологии WCDMA.

В технологии LTE вместо физической преамбулы, необходимой для синхронизации и оценки смещения несущей, в каждый ресурсный блок добавляются специальные опорные и синхронизирующие сигналы. Существует три вида опорных сигналов: сигнал, характеризующий ячейку, сигнал, связанный с конкретным абонентским устройством, и сигнал специального широковещательного мультимедийного сервиса MBSFN. Опорные сигналы используются для определения условий в канале передачи. На основе этих измерений можно определить реакцию канала для остальных поднесущих и с помощью интерполяции восстановить их исходную форму [31].

С точки зрения формирования модуляционных символов режим OFDMA аналогичен OFDM. Различие проявляется в принципе разделения каналов.

В OFDMA используется 2048 несущих. В разных режимах число подканалов варьируется от 32 до 70. Канальное кодирование, как и в OFDM, включает в себя рандомизацию, помехоустойчивое кодирование, перемежение и модуляцию. В OFDMA используются методы модуляции QPSK и 16-QAM, а также (опционально) 64-QAM.

ГЛАВА 2 ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

2.1 Wi-fi 802.11

Стандарт IEEE 802.11 рассматривает два нижних уровня модели открытых систем: физический и канальный. При этом канальный уровень подразделяется на два подуровня. Верхний – LLC – описывает стандарт 802.2. Стандарт 802.11 описывает MAC-уровень.

Стандарт IEEE 802.11 предусматривает пакетную передачу с 48-битовыми адресами пакетов. Изначально стандарт был ориентирован на диапазон 2,400-2,4835 ГГц с шириной полосы 83,5 МГц. Для обеспечения безопасности передачи данных в стандарте 802.11 предусмотрен механизм WEP. В алгоритме WEP используются четыре общих секретных ключа длиной 40 бит. Шифрование происходит по алгоритму RC4. Максимальная скорость передачи согласно стандарту IEEE 802.11a – 2 Мбит/с. В стандарте 802.11b возможна скорость 1; 2; 5,5; 11 Мбит/с.

Из-за того, что в беспроводных коммуникациях затухания сигнала в эфире намного сильнее, чем в проводных, возникают две основные проблемы: сложной является задача контроля несущей передающим устройством, а также проблема скрытых станций – ситуация, когда два устройства слишком удалены друг от друга для передачи данных, однако оба попадают в зону охвата третьего устройства. Если оба устройства начнут передачу, то принципиально не смогут обнаружить конфликтную ситуацию и определить, почему пакеты не проходят. Для устранения подобных проблем в спецификации 802.11 принят механизм CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) – множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий. Для решения проблемы скрытых станций используются два дополнительных кадра – RTS (запрос на передачу) и CTS (подтверждение готовности).

Стандарт 802.11 предусматривает два механизма контроля за активностью в канале – физический (определение уровня сигнала в антенне и сравнение его с пороговой величиной) и виртуальный (основан на том, что в передаваемых кадрах данных, а также в управляющих кадрах, содержится информация о времени, необходимом для передачи пакета и получения подтверждения).

Кадры MAC-уровня могут быть трех видов: кадры данных, контрольные (RTS, CTS и т.д.) и кадры управления. Каждый кадр включает в себя MAC-заголовок, информационное поле и контрольную сумму CRC.

Для предоставления скорости 5,5 и 11 Мбит/с используется ССК-модуляция (Complementary Code Keying – кодирование комплементарным кодом). Данный метод использует DQPSK-модуляцию в радиотракте. ССК-модуляция строится на выделении из последовательного информационного потока групп по 8 бит. Они определяют информационный символ C из восьми комплексных чипов $C = [c_0, \dots, c_7]$. Чипы являются комплексными, так как они определяют квадратурные составляющие сигнала для DQPSK-модуляции. Восемь чипов информационного символа последовательно модулируют несущую с частотой дискретизации 11 МГц. Каждый чип – сигнал несущей частоты с фазовым сдвигом, определяемым формулой для всего символа:

$$C = [c_0, \dots, c_7] = [j_1 + j_2 + j_3 + j_4; j_1 + j_3 + j_4; j_1 + j_2 + j_4; -(j_1 + j_4); j_1 + j_2 + j_3; j_1 + j_3; -(j_1 + j_2); j_1] \quad (2.1)$$

Элемент j_1 входит в каждый чип символа, т.е. изменяет фазу всего символа. В данном случае модуляция называется дифференциальной, поскольку значение j_1 текущего символа определяется относительно значения j_1 предыдущего символа. Изменение фазы j_1 задается как

$$D_{j_1} = (d_0 d_1) \frac{\pi}{2} \quad (2.2)$$

для четных символов, где $(d_0 d_1)$ – двухразрядное двоичное число [38]. Для нечетных символов значение j_1 дополнительно смещают на π . В стандарте 802.11b посредством ССК кодируется только MAC-кадр. Первый ССК-символ – тот, что следует сразу за символами заголовка физического уровня. Он имеет

номер «0» и является четным. Фаза последнего QPSK-символа является опорной для определения j_1 первого символа информационного поля – к нему добавляется D_{j_1} . Остальные три параметра имеют абсолютные значения. Для скорости 11 Мбит/с они определяются как $j_2 = (d_2d_3) \times \frac{\pi}{2}$; $j_3 = (d_4d_5) \times \frac{\pi}{2}$; $j_4 = (d_6d_7) \times \frac{\pi}{2}$, где $(d_i d_{i+1})$ - двухразрядные двоичные числа. Для скорости 5,5 Мбит/с применяется DBPSK-модуляция.

Также в стандарте 802.11 присутствует другой способ модуляции – PBCC (пакетное бинарное сверточное кодирование). Однако он существует как необязательная опция.

Стандарт 802.11a появился практически одновременно со стандартом 802.11b, однако он ориентирован на работу в диапазоне 5 ГГц и основан на ином механизме кодирования данных – OFDM. В 802.11a каждый кадр передается посредством 52 ортогональных несущих, каждая с шириной канала около 300 кГц. Ширина канала – 20 МГц. Виды модуляции: BPSK, QPSK, 16- и 64-QAM. (с 290)

Из 52 несущих 48 предназначены для передачи информационных символов, остальные – служебные.

Стандарт 802.11g также использует схему модуляции OFDM, однако, как и 802.11a работает в диапазоне 2,4 ГГц. Одним из основных требований к стандарту 802.11g была обратная совместимость с 802.11b.

2.2 WiMAX 802.16

WirelessMAN-OFDM

Данный метод модулирует поток данных в одном частотном канале с центральной частотой f_0 . При модуляции данных посредством ортогональных несущих в частотном канале выделяется N поднесущих так, что

$$f_k = f_0 + k\Delta f, \quad (2.3)$$

где k – целое число из диапазона $\left[-\frac{N}{2}; \frac{N}{2}\right]$ и $k \neq 0$.

расстояние между несущими составляет

$$\Delta f = 1/T_b, \quad (2.4)$$

где T_b – длительность передачи данных в одном OFDM-символе [12].

Помимо данных, в каждом таком символе передается защитный интервал, представляющий собой копию окончного фрагмента символа. Его длительность может составлять 1/4, 1/8, 1/16 или 1/32 от T_b .

Принципы модуляции OFDM:

- 1) Разбиение одного канала с переменными параметрами на параллельные гауссовы каналы с различным соотношением сигнал/шум
- 2) Точное измерение характеристик канала.

Каждая поднесущая в OFDM модулируется независимо посредством квадратурной амплитудной модуляции. Общий сигнал вычисляется с помощью обратного быстрого преобразование Фурье как:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{i2\pi f_0 t} \sum_{k=-N/2}^{N/2} c_k e^{i2\pi k \Delta f (t-T_g)} \right\}, \quad 0 < t < T_s, \quad (2.5)$$

где c_k – комплексное представление символа квадратурной модуляции, T_g – длительность защитного интервала, $T_s = T_g + T_b$ – общая длительность OFDM-символа. Генерация сигнала происходит в соответствии с выражением

$$s_k(t) = I_k \cos(2\pi f t) - Q_k \sin(2\pi f t), \quad 0 < t < T_s, \quad (2.6)$$

где I_k и Q_k – синфазная и квадратурная значения комплексного символа, соответственно.

Число точек ОБПФ равно $N_{FFT} = 2^m$, при этом $N_{FFT} > N$. В режиме OFDM число $N = 200$, а $N_{FFT} = 256$. Из них 55 образуют защитный интервал на границах частотного диапазона канала. Центральная частота канала, как и частоты защитных интервалов, не используется. Оставшиеся 200 несущих являются информационными. В режиме OFDM используется 8 пилотных частот, остальные 192 разделены на 16 подканалов по 12 несущих в каждом, причем в одном подканале частоты расположены не подряд.

На физическом уровне кодирование данных происходит в три этапа: рандомизация, помехоустойчивое кодирование (каскадным кодом) и перемежение. После перемежения происходит модуляция, исходя из выбранной схемы (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Для усреднения амплитуд квадратурных символов используются нормализованные значения Q и I (умноженные на коэффициент c , для модуляции QPSK равный $1/\sqrt{2}$, для QAM-16 $c=1/\sqrt{10}$, для QAM-64 $c=1/\sqrt{42}$). На рисунке 2 представлена векторная диаграмма Грея для QAM-16.

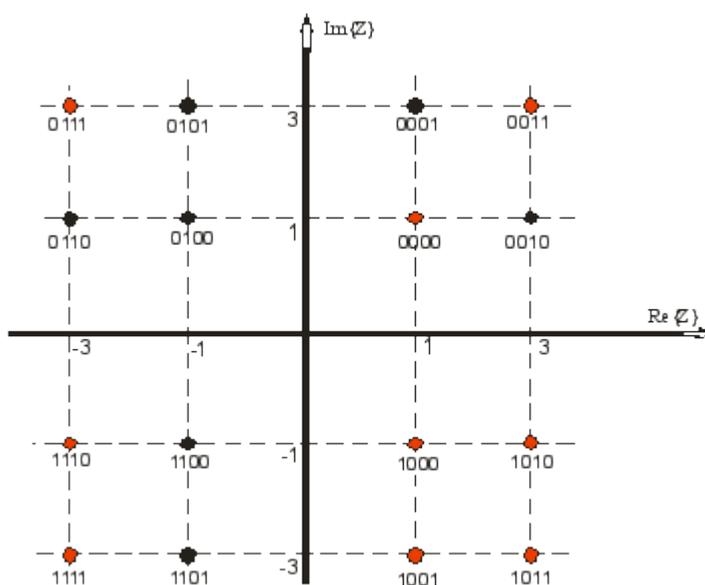


Рисунок 2.1 – Векторная диаграмма Грея для QAM-16

Модуляция пилотных несущих происходит с использованием схемы BPSK, при этом значения сигналов определяются ПСП с задающим полиномом $x^{11} + x^9 + 1$.

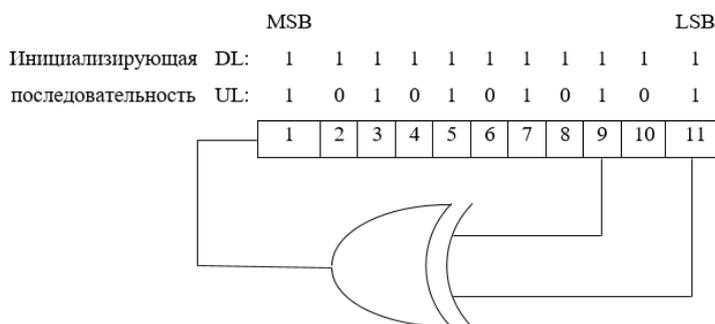


Рисунок 2.2 – Генерация модулирующей последовательности для пилотных несущих

После того, как модуляционные символы определены, посредством ОБПФ вычисляется радиосигнал, который затем поступает в передатчик. При приеме процедуры происходят в обратном порядке.

2.3 Искажения в канальных сигналах

При передаче в реальных каналах на сигнал могут воздействовать существующие в канале искажения. Частотные и временные характеристики канала определяют линейные искажения. Также в каналах могут существовать нелинейные искажения, то есть искажения, вносимые нелинейностью каких-либо узлов канала.

В отличие от искажений, обусловленных известными характеристиками канала, помехи, имеющие случайный характер, заранее не известны, а потому их влияние не может быть полностью устранено. Под помехой понимается любое воздействие на полезный сигнал, затрудняющее его прием [4].

Вследствие сложности и многообразия электромагнитных помех их классифицируют по различным признакам в зависимости от характера источника и способа распространения:

1) **По происхождению** электромагнитные помехи (ЭП) бывают естественные (природные) и искусственные. Естественные ЭП образуются электромагнитными процессами и явлениями, которые объективно происходят в различных оболочках Земли и космосе и непосредственно не связаны с деятельностью человека. Энергия таких помех сосредоточена, как правило, в области длинных и средних волн. Искусственные или промышленные ЭП обусловлены электромагнитными процессами и явлениями в различных технических системах, созданных человеком.

2) Многочисленные источники **промышленных помех** можно разделить на две большие группы: устройства, генерирующие колебания высокой частоты, и устройства, не генерирующие колебаний, но создающие помехи при работе: радиопередатчики промышленного назначения, радио- и телевизионные

устройства (например, гетеродины приемников, системы разверток телевизоров), ВЧ генераторы промышленного, медицинского и бытового назначения, искровые ВЧ установки. Помехи, создаваемые перечисленными устройствами, носят периодический характер, слабо затухают, излучаются на основной рабочей частоте и ее гармониках. ВЧ генераторы могут создавать мощные наводки на провода силовых сетей, особенно в случае расположения их на небольших предприятиях среди жилых массивов.

3) **По месту расположения** источника помехи относительно исследуемого электронного устройства различают внешние (внесистемные, внеблочные), внутренние (внутрисистемные) и собственные помехи. Внешние помехи вызваны процессами в других устройствах, внутрисистемные – возникают как электромагнитные явления и связи, не предусмотренные схемой и конструкцией устройства, а собственные помехи представляют собой шумы компонентов, связанные с функционированием самого устройства и определяют его максимальную чувствительность

4) **По способу воздействия помехи на форму сигнала**, в котором закодированы передаваемые по информационным коммуникациям данные, можно классифицировать на аддитивные и мультипликативные:

- аддитивная помеха, это помеха $\bar{\zeta}$, которая складывается с сигналом \bar{x} и на вход приемника действует их сумма:

$$\bar{y} = \bar{\zeta} + \bar{x} \quad (2.7)$$

- мультипликативная помеха, в свою очередь, равна произведению помехи и информационного сигнала:

$$\bar{y} = \bar{\zeta} \cdot \bar{x} \quad (2.8)$$

5) **По типу помехи** различают: случайные и детерминированные.

Детерминированные помехи возникают от различных промышленных устройств или других систем передачи сети переменного тока.

Импульсной помехой (или сосредоточенной по времени) называют кратковременные импульсы напряжения, амплитуды которых могут достигать

значений, намного превышающих уровень полезного сигнала [39]. Наиболее часто импульсные помехи попадают в канал из линейного тракта.

Проходя через полосовой фильтр канала, импульсная помеха приобретает форму импульсной характеристики канала связи

$$\begin{aligned} \zeta(t) &= \frac{2}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} N(\omega)K(\omega) \cos[\omega t - \varphi(\omega)] d\omega = \frac{1}{\pi} N_0 K_0 [\sin \omega_2 t - \sin \omega_1 t] = \\ &= N_0 K_0 \Delta f \frac{\sin \Delta \omega t / 2}{\Delta \omega t / 2} \cos \omega_0 t \end{aligned} \quad (2.9)$$

Форма помехи определяется амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками фильтра. Для описания импульсной помехи в канале часто пользуются выражением ее амплитудного распределения.

Причины возникновения импульсных помех: влияние высоковольтных линий и передач, грозовые разряды и т.п.

Импульсные помехи, воздействуя на антенну и входные цепи приемника, обеспечивающего декодирование данных в информационных коммуникациях, создают в его контурах затухающие колебания различной интенсивности. Когда импульсы следуют редко, после затухания возбужденных ими в контурах приемника колебаний приемник продолжает успешно принимать полезный сигнал на частоте настройки. Когда импульсы различной длительности и амплитуды воздействуют на приемник часто, некоторые колебания в контурах не успевают затухать до прихода следующего возмущения, и на детектор приемника в этом случае действует сумма многих переменных напряжений.

б) **По ширине занимаемой полосы** помехи делятся на узкополосные и широкополосные.

Параметром, по которому отличают широкополосные сигналы от узкополосных является база сигнала:

$$B = T\Delta F, \quad (2.10)$$

где T – длительность сигнала по времени, а ΔF – ширина спектра сигнала. При этом узкополосные сигналы имеют базу, близкую к единице, а база широкополосных сигналов превышает это значение в десятки раз.

Узкополосная электромагнитная помеха – ЭМП, воздействующая на ТС (техническое средство), ширина спектра которой меньше или равна ширине полосы пропускания ТС [17]. Спектр узкополосных помех близок к линейчатому, максимальный уровень приходится на одну частоту, возможно наличие гармоник малых порядков, при этом энергия спектра сосредоточена в основном в относительно узкой полосе частот около некоторой фиксированной частоты ω_0 . К такому виду помех относят генераторы ВЧ различного назначения, сигналы посторонних радиостанций и т.п.

Среди аддитивных помех различного происхождения наибольший интерес представляет флуктуационная помеха. Этот вид помех имеет место во всех реальных каналах. Такие помехи порождаются случайным отклонением тех или иных физических величин от средних значений [4].

Наиболее распространенной причиной шума являются флуктуации, обусловленные тепловым движением. Так, тепловой шум на входе приемника представляет собой нормальный случайный процесс с нулевым средним и энергетическим спектром:

$$G_{ш}(f) = \frac{hf}{2[\exp(hf/kT) - 1]}, \quad (2.11)$$

где $h \approx 6.6 \times 10^{-34}$ Дж \times с – постоянная Планка; $k \approx 1.38 \times 10^{-23}$ Дж/град. – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура источника шума; f – текущая частота.

В диапазоне звуковых и радиочастот $hf \ll kT$, поэтому спектральная плотность постоянна и равна

$$G_{ш}(f) = \frac{kT}{2} = \frac{N_0}{2} \quad (2.12)$$

Величину $N_0 = kT$ называют односторонней спектральной плотностью шума. При ширине полосы пропускания приемника F мощность шума равна

$$P_{ш} = N_0 F, \text{ Вт} \quad (2.13)$$

Источники узкополосных помех

1. Передатчики связи.

Передатчики связи производят электромагнитную энергию в целях передачи или получения информации и излучают ее контролируемым образом в окружающую среду (функциональные передатчики). Их можно грубо разделить на пять групп (рис.2.3).

Разрешенные мощности передач на соответствующих частотах установлены в зависимости от регионального положения, времени и направленности передач в согласии с Международным телекоммуникационным союзом (ITU) и добровольно подчиняющимся ему национальными учреждениями для распределения спектра среди пользователей. У работающих на одной и той же частоте передатчиков связи электромагнитная совместимость основывается на их пространственном отдалении друг от друга или ограниченном радиусе действия.

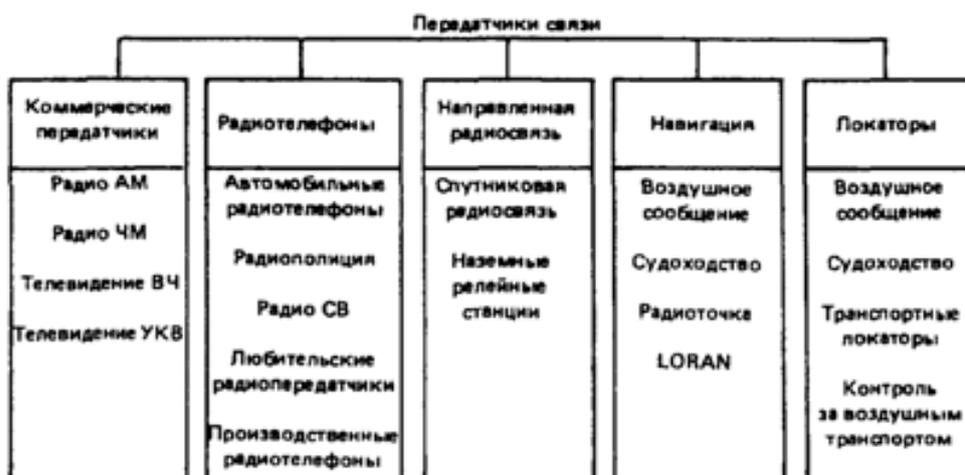


Рисунок 2.3 – Классификация передатчиков связи

Для поддержания сложившегося в международных отношениях договорного использования спектра ввод в эксплуатацию нового передатчика требует разрешения властей, которое может быть выдано только после проверки или доказательства его ЭМС. Радиоконтрольные службы осуществляют надзор за соблюдением технической спецификации передатчиков, обнаруживают незарегистрированные передатчики и радиопомехи и т. д. Наличие разрешения

властей на эксплуатацию не препятствует передатчикам связи выступать в качестве мощных источников помех, несмотря на то, что в их непосредственной близости должны работать чувствительные приемные системы. Излучения передатчиков связи, как правило, узкополосные и чаще содержат несущую частоту, боковые полосы, а также гармонические и негармонические высшие составляющие. Передатчики связи функционируют, начиная от диапазона инфранизкой частоты в несколько десятков герц (для связи с подводными лодками) до нескольких сотен гигагерц.

2. Генераторы высокой частоты.

Большое количество высокочастотных генераторов средней и большой мощности используется в промышленности, науке и медицине, а также в домашнем хозяйстве, например, генераторы для высокочастотного нагрева, индукционной закалки, пайки и плавки, диэлектрической сушки клея, электротерапии, микроволновые печи. К ним следует добавить генераторы для имплантации ионов при катодном распылении, циклические высокочастотные ускорители элементарных частиц (циклотроны, синхротроны) и т. д. Все перечисленные приборы целенаправленно производят высокочастотную энергию, чтобы вызвать локальные электрофизические действия. Поэтому они относятся к группе функциональных передатчиков.

Посредством переменных магнитных полей 50 Гц - 1 МГц индукционными вихревыми токами могут быстро нагреваться проводящие детали. Глубина проникновения поля в деталь зависит от частоты.

Посредством высокочастотных электрических полей за счет освобожденного тепла вследствие объемного эффекта трения вибрирующих диполей можно быстро нагревать обладающие потерями диэлектрики. Частоты лежат, как правило, в интервале 1-100 МГц.

Электрические, магнитные и электромагнитные поля используются в медицине для теплового лечения суставов и внутренних органов (27—2450 МГц). Кроме этого, генераторы высокой частоты для возбуждения ультразвуковых колебаний находят применение в терапии (примерно 1 МГц) и

диагностике (1—5 МГц), электромагнитные поля частотой, например, 2450 МГц, используются в микроволновых печах.

В фундаментальных исследованиях, испытаниях материалов, лучевой терапии, литографии ускоряют элементарные частицы до энергии 20 ГэВ при частотах 10—200 МГц.

Большинство высокочастотных устройств работают на частотах 13,56 МГц, 27,12 МГц, 40,68 МГц, 433,92 МГц, 2450 МГц, 5800 МГц, 24 125 МГц, которые предусмотрены для вышеупомянутых аналогичных применений. При достаточном экранировании установки могут применяться также другие частоты. При работе на предусмотренных частотах следует экспериментально доказать, что уровни высших гармоник излучений установок не превышают граничных значений для источников радиопомех. Кроме этого при наличии излучения следует обеспечить совместимость установок со средой обитания человека.

3. Радиоприемники. Вычислительные системы. Коммутационные устройства.

Хотя рассматриваемые в этом разделе приборы в основном являются объектами электромагнитных влияний, они нередко сами создают помехи. Все названные приборы для выполнения своих функций нуждаются в собственных генераторах, которые через входные и выходные провода, а также через шасси и корпуса отдают электромагнитную энергию во внешнюю среду.

1. Супергетеродинные приемники смешивают частоту входного высокочастотного напряжения с частотой гетеродина в так называемую промежуточную частоту, поступающую в усилители промежуточной частоты, и излучают как установленную частоту гетеродина, так и постоянную промежуточную частоту вместе с высшими гармониками. Промежуточная частота радиовещания составляет при амплитудной модуляции (АМ) 455 кГц, при частотной модуляции (ЧМ) 10,7 МГц. У приемников телевизионного вещания промежуточная частота звукового сопровождения составляет 5,5 МГц (ФРГ), 6,5

МГц (Восточная Европа) или 4,5 МГц (США), промежуточная частота изображения - 38,9 МГц, их средняя частота 36,5 МГц.

2. Приборы изображения (телевизионные приемники, терминалы вычислительных машин, осциллографы) создают помехи благодаря наличию в них генераторов развертки, используемых для построения изображения. Частота строк составляет 15,75 кГц у простых и примерно 35 кГц и даже 65 кГц у профессиональных мониторов. У высокочастотных осциллографов частота генератора отклоняющего напряжения может достигать 1 МГц.

3. Вычислительные системы выступают как передатчики помех от таймера центрального процессора, а также из-за влияния периферийных приборов (терминалы, печатающие устройства) и относящихся к ним соединительных линий. Коммутационные устройства напоминают о себе чаще всего при основной частоте колебаний выше 16 кГц в результате излучений, как на основной частоте, так и на частотах гармоник.

Излучения перечисленных в этом разделе приборов не должны превышать допустимые уровни радиопомех, установленные в соответствующих нормативных документах. При большой плотности расположения узла вычислительной машины - монитора, печатающего устройства, плоттера и других - может иметь место неправильное ее функционирование. Как правило, эти помехи можно устранить путем увеличения расстояния и соответствующей пространственной ориентацией компонентов.

ГЛАВА 3 ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ В СИСТЕМЕ WIMAX

3.1 Модель воздействия узкополосных помех

Одним из наиболее простых типов моделей узкополосных помех являются многотональные помехи, представляющие собой сумму гармонических колебаний равной мощности со случайными фазами (рис. 3.1).

Многотональная помеха вида $\zeta = (\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_N)^T$ формируется согласно:

$$\zeta_n = \sum_{k=1}^K U_n \cos(2\pi f_k t_n + \varphi_k), \quad n = 1, \dots, N, \quad (3.1)$$

где f_k - частота гармонической составляющей (контрольная частота), φ_k - случайная фаза, $(\dots)^T$ - операция транспонирования, U_n - амплитуда k -той составляющей [39].

В зависимости от количества частотных составляющих узкополосной помехи, узкополосная многотональная помеха может иметь множество различных вариантов частотно-временного распределения, которые приведены на рисунках 3.1-3.6.

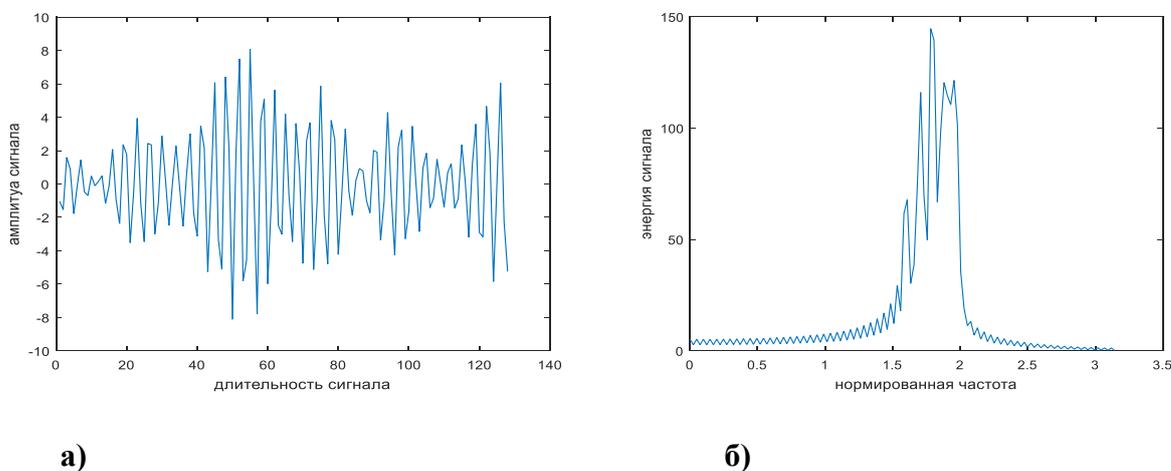
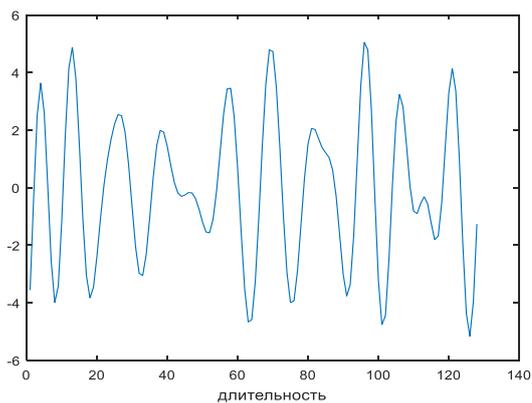
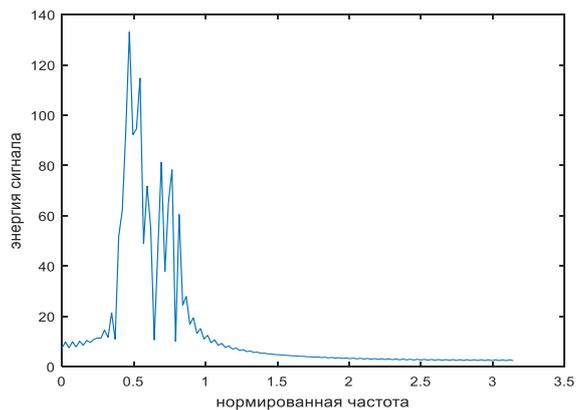


Рисунок 3.1 – Многотональная помеха (сумма 16 косинусоид): а) график функции; б) спектр узкополосной помехи (нормированная к π частота).

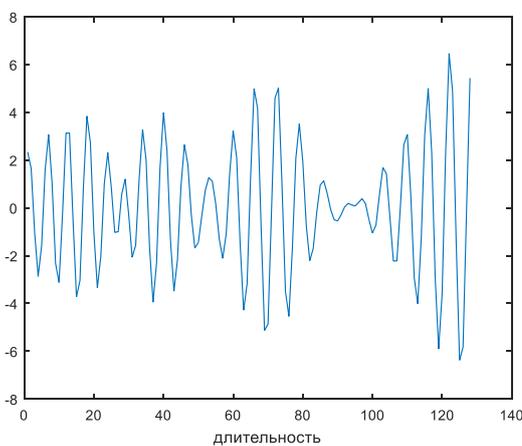


а)

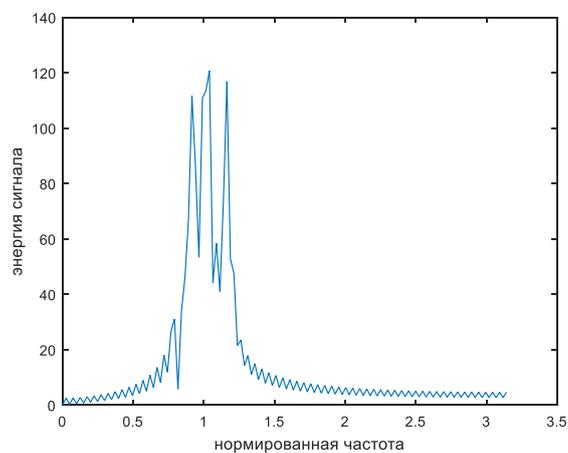


б)

Рисунок 3.2 – Узкополосная помеха: а) график функции; б) спектр (нормированная частота), $\pi/8$

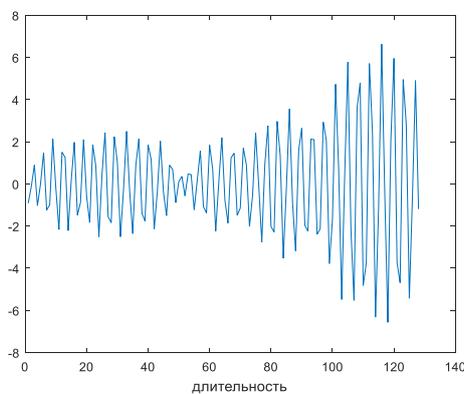


а)

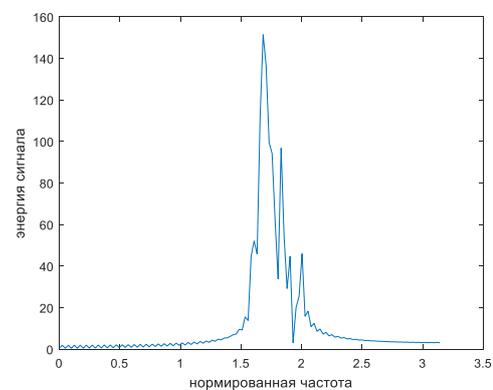


б)

Рисунок 3.3 – Узкополосная помеха: а) график функции; б) спектр (нормированная частота), $\pi/4$

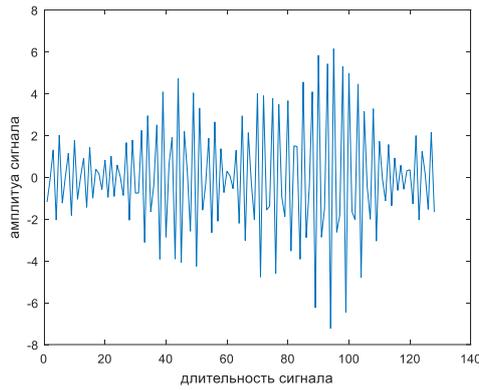


а)

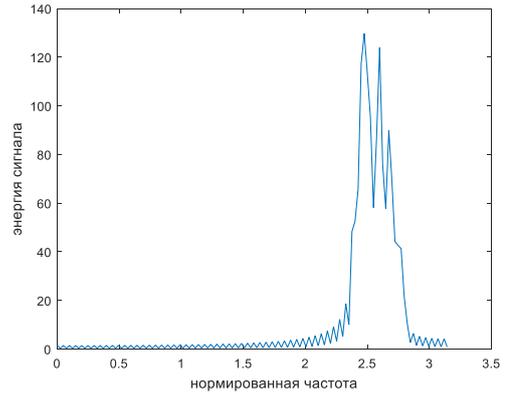


б)

Рисунок 3.4 – Узкополосная помеха: а) график функции; б) спектр (нормированная частота), $\pi/2$

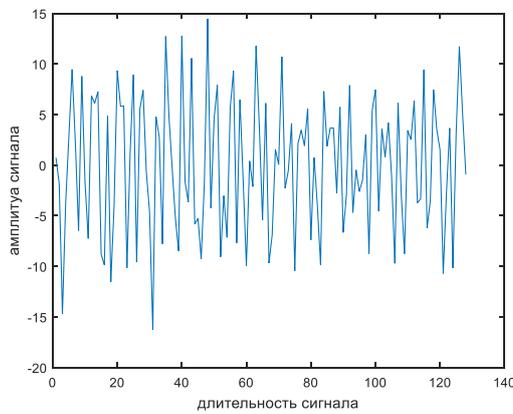


а)

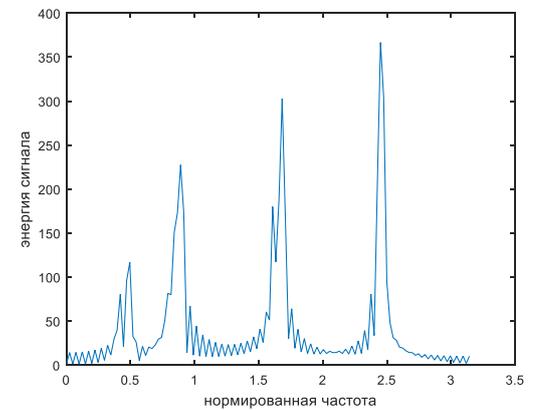


б)

Рисунок 3.5 – Узкополосная помеха: а) график функции; б) спектр (нормированная частота), $6 \cdot \pi/8$



а)



б)

Рисунок 3.6 – Узкополосная помеха: а) график функции; б) спектр (нормированная частота), $\pi/8, \pi/4, \pi/2$ и $6 \cdot \pi/8$

Далее в работе будет рассмотрена аддитивная модель воздействия на СКК:

$$\bar{\tilde{x}} = \bar{x} + h_0 \cdot \bar{\zeta} \quad (3.2)$$

где h_0 - отношение сигнал/шум, $\bar{\zeta}$ - узкополосная помеха, энергия которой нормирована $\|\bar{\zeta}\| = 1$.

3.2 Модель кодирования-декодирования информации из СКК в системе WiMAX

Примем, что информация представлена в виде последовательности $e_m, m = 1, 2, \dots, M, e_m = \{0, 1\}$. Кодирование информации осуществляется на основе модели (рис.3.7).

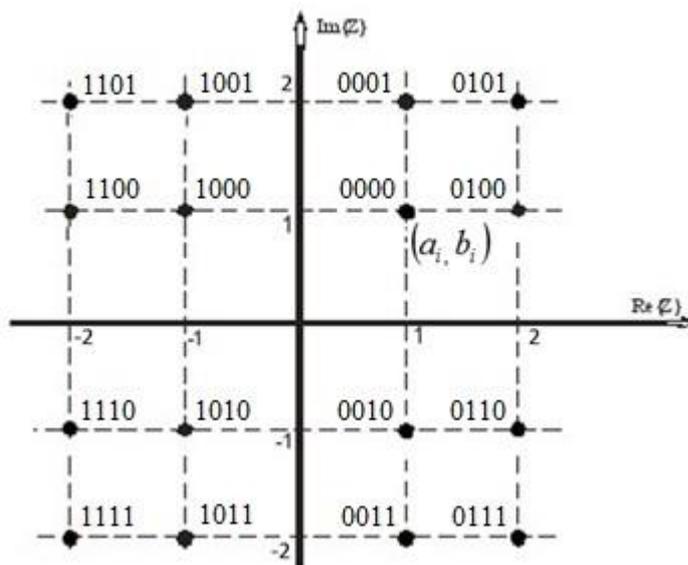


Рисунок 3.7 – Модель кодирования бинарной информации

Иными словами, четырем битам $(e_{m+0}, e_{m+1}, e_{m+2}, e_{m+3})$ соответствует комплексное число y_k (то есть биты кодируются квадратурной a_i и синфазной b_i составляющими.), вида:

$$y_k = a_k + j \cdot b_k, \quad k = 1, \dots, N, \quad a_k \in \{-2, -1, 1, 2\}, \quad b_k \in (-2, -1, 1, 2), \quad (3.3)$$

где j - мнимая единица $j^2 = -1$.

Таблица 3.1. Соответствие элементов комплексного числа y_k областям, в которые попадают значения сигнала

e_m	a_k	b_k
0000	$[0; 0.5)$	$[0; 0.5)$
0001	$[0; 0.5)$	$[0.5; 1]$
0010	$[0; 0.5)$	$[-0.5; 0)$
0011	$[0; 0.5)$	$[-1; -0.5)$
0100	$[0.5; 1]$	$[0; 0.5)$

Окончание таблицы 3.1

0101	[0,5; 1]	[0,5; 1]
0110	[0,5; 1]	[-0,5; 0)
0111	[0,5; 1]	[-1; -0,5)
1000	[-0,5; 0)	[0; 0,5)
1001	[-0,5; 0)	[0,5; 1]
1010	[-0,5; 0)	[-0,5; 0)
1011	[-0,5; 0)	[-1; -0,5)
1100	[-1; -0,5)	[0; 0,5)
1101	[-1; -0,5)	[0,5; 1]
1110	[-1; -0,5)	[-0,5; 0)
1111	[-1; -0,5)	[-1; -0,5)

Следующим шагом получения сигнально-кодовой конструкции является обратное дискретное преобразование Фурье комплексного вектора $\bar{y} = (y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_N)^T$:

$$x(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2} y(k) \cdot e^{\frac{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot i}{N}}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (3.4)$$

где N - количество точек ДПФ; \bar{y} - спектр сигнала; \bar{x} - ССК.

При декодировании производится прямое ДПФ:

$$x(k) = \sum_{n=1}^N x(n) \cdot e^{\frac{-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot n}{N}}; \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (3.5)$$

Далее обе части последовательности, необходимо выделить реальную и мнимую часть полученной последовательности.

Для декодирования были выбраны интервалы: $(-\infty; -1.5]$, $(-1.5; 0]$, $(0; 1.5]$, $(1.5; +\infty)$. При попадании числа в первый интервал оно декодируется как -2, во второй – как -1, в третий – как 1, в четвертый как 2.

3.3 Вычислительный эксперимент

Выдвинута гипотеза H_0 : узкополосная помеха не влияет на правильное декодирование информации. Также выдвинута **противоположная ей гипотеза H_1 :** узкополосная помеха приводит к неверному декодированию информации.

Описание сигналов: псевдослучайная последовательность длиной 256 бит, многотональная помеха длиной 256 бит, сформированная согласно формуле (3.1).

Методы анализа: в работе использованы методы цифровой обработки сигналов, статистического анализа и вычислительных экспериментов.

Цель эксперимента: оценить вероятность возникновения ошибки (на бит, символ) при декодировании сигнально-кодовой конструкции в системе WiMAX при воздействии на нее узкополосных помех.

Исходные данные: КАМ-16, отношение сигнал/шум (0,1; 0,01; 1; 10; 100), количество синусоид в многотональной помехе – 16.

Выходные данные: вероятность появления ошибки на бит

План эксперимента

- 1) Зафиксировать значения бит $(e_1, e_2, e_3, e_4)^T$ в пакете
- 2) Сформировать сигнально-кодовую конструкцию
- 3) Сформировать импульсную помеху, энергия которой нормирована к единице
- 4) Добавить к сигналу импульсную помеху с заданным соотношением сигнал/шум
- 5) Декодировать из СКК последовательность бит
- 6) Рассчитать вероятность ошибки на бит и символ при декодировании СКК
- 7) Повторить эксперимент 10^4 раз

В соответствии с планом эксперимента был разработан следующий алгоритм:

1. Задать количество передаваемых символов M
2. Сформировать информационный вектор, состоящий из M значений

$$e_m \in [0,1]; m = 1,2,\dots,M.$$

3. Задать центральную частоту f_0 .
4. Сформировать синфазную и квадратурную составляющие
5. Определить границы интервалов, в которые попадают передаваемые символы [-1 -0.5 0 0.5 1]
6. Определить, в какой интервал попадает каждый символ
7. Присвоить символам значения в зависимости от того, в какой интервал попадает каждый символ: [-2 -1 1 2]
8. Сформировать сигнал с КАМ по формуле:

$$S_i = I_i + Q_i \cdot j, \quad i = 1, \dots, M$$

где I_i – квадратурная составляющая сигнала, Q_i – синфазная составляющая сигнала, $j^2 = -1$ - мнимая единица.

9. Осуществить обратное быстрое преобразование Фурье
10. Рассчитать энергию сигнала

$$E_b = \|x\|^2 \quad \|x\| = \sum_{i=1}^M x_i$$

11. Рассчитать отношение сигнал/шум
12. Сформировать узкополосную помеху

$$\vec{\xi} = (\xi_1, \dots, \xi_n, \dots, \xi_N)^T, \quad \xi_n = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{2P_k}{n}} \sin(2\pi f_k t + \theta_k), \quad n = 1, \dots, N$$

13. Рассчитать энергию узкополосной помехи

$$\|\vec{\xi}\|^2 = \sum_{i=1}^N \xi_i^2$$

14. Добавить помеху к сигналу

$$\tilde{s} = \bar{s} + h_0^2 \cdot \xi / \left(\|\bar{s}\|^2 \cdot \|\xi\|^2 \right)$$

15. Осуществить быстрое преобразование Фурье
16. Разделить реальную и мнимую часть
17. Если полученное значение сигнала попадает в область $-\infty < S_i \leq -1.5$, то оно декодируется как $S_i = -2$;

Если полученное значение сигнала попадает в область $-1.5 < S_i \leq 0$, то оно декодируется как $S_i = -1$;

Если полученное значение сигнала попадает в область $0 < S_i \leq 1.5$, то оно декодируется как $S_i = 1$;

Если полученное значение сигнала попадает в область $1.5 < S_i < +\infty$, то оно декодируется как $S_i = 2$.

18. Сохранить декодированный сигнал
19. Сравнить декодированный сигнал с исходным
20. Рассчитать вероятность ошибки

$$P_{ош} = \frac{M_{ош}}{M}$$

Ход эксперимента.

Для проведения эксперимента использовались контрольные частоты $\pi/8$, $\pi/4$, $\pi/2$ и $6 \cdot \pi/8$.

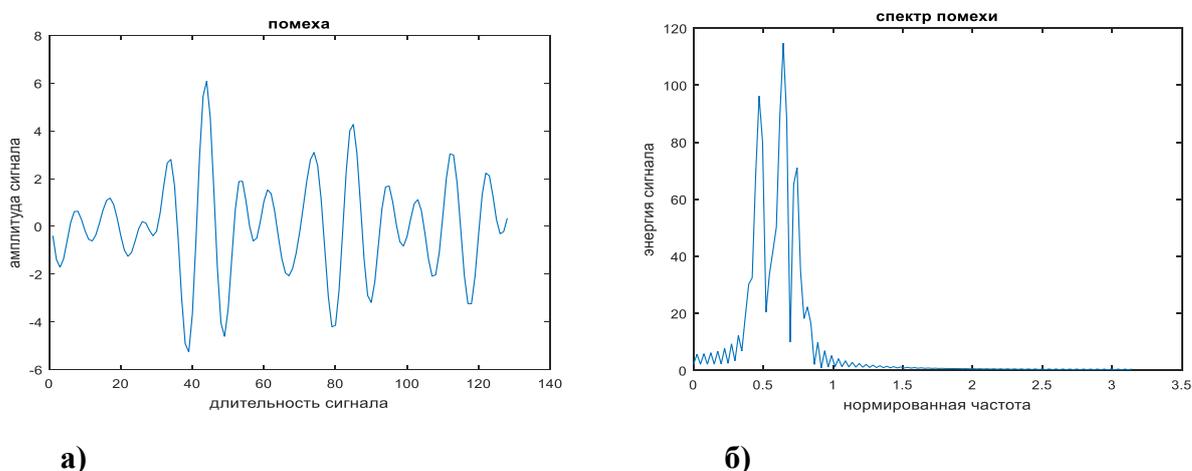
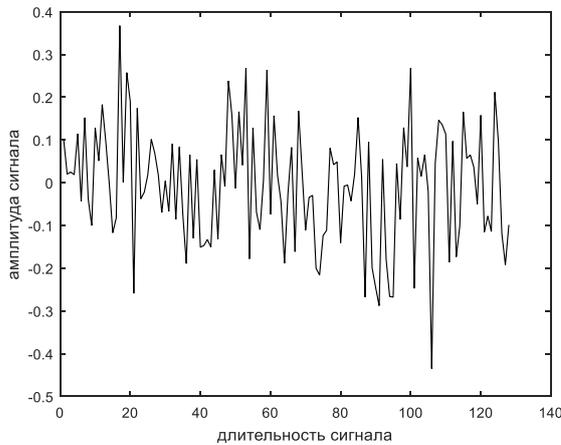
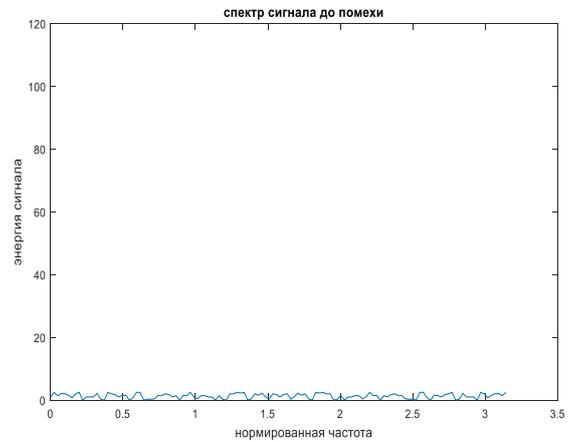


Рисунок 3.8 - Узкополосная многотональная помеха: а) график функции; б) спектр помехи (частота, нормированная к π)

После добавления узкополосной помехи к сигналу (рис. 3.9) были получены сигналы, представленные на рисунке 3.10.

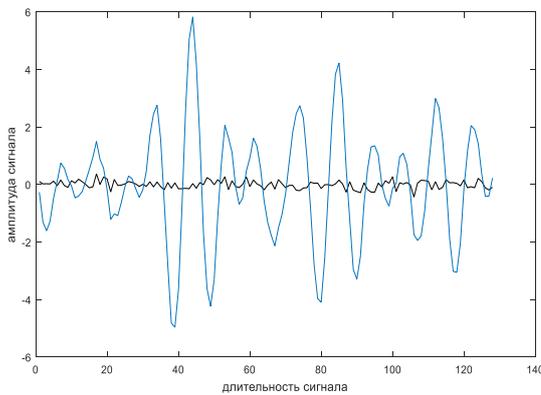


а)

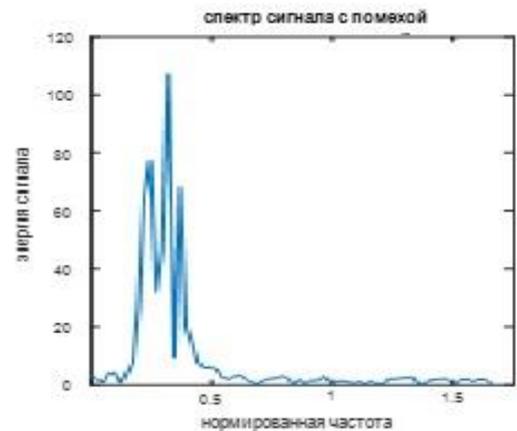


б)

Рисунок 3.9 – Сигнал: а) график сигнала (реальная часть сигнала); б) спектр сигнала (частота, нормированная к π)



а)



б)

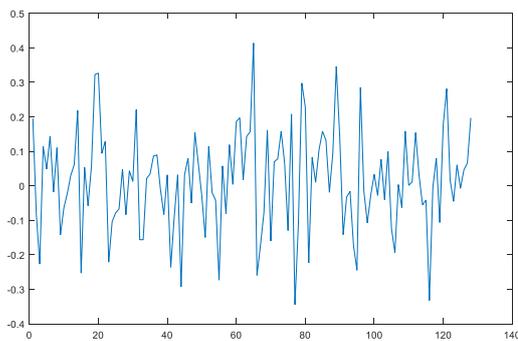
Рисунок 3.10 – Сигнал с добавлением помехи при соотношении сигнал/шум = 0,01: а) график сигнала; б) спектр сигнала (частота, нормированная к π)

В таблице 3.2 представлен расчет вероятности появления ошибки на бит при частоте помехи $\pi/8$ с различным отношением сигнал/шум. Расчет проведен 10^4 раз. Также были посчитаны средние значения вероятностей появления ошибки. Естественно заметить, что при увеличении отношения сигнал/шум вероятность ошибки снижается в среднем с 0,3 до 0,1.

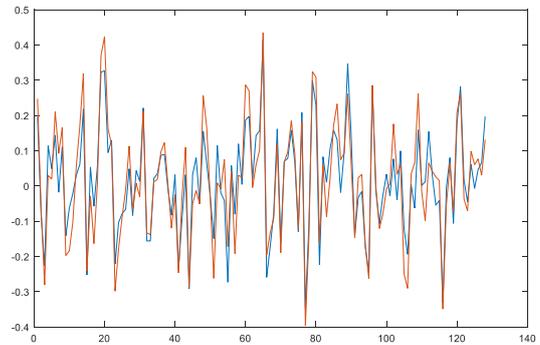
Таблица 3.2. Вероятность появления ошибки на бит при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $\pi/8$

с/ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.335938	0.257813	0.105469	0.050781	0.011719
2	0.441406	0.246094	0.109375	0.046875	0.03125
3	0.195313	0.179688	0.085938	0.0625	0.019531
4	0.441406	0.152344	0.109375	0.0625	0.019531
5	0.445313	0.160156	0.070313	0.042969	0.019531
6	0.390625	0.160156	0.066406	0.042969	0.023438
7	0.320313	0.105469	0.089844	0.042969	0.023438
8	0.316406	0.160156	0.085938	0.070313	0.023438
9	0.40625	0.304688	0.128906	0.0625	0.019531
10	0.4375	0.179688	0.089844	0.070313	0.023438
...
9998	0.425781	0.1875	0.097656	0.050781	0.015625
9999	0.464844	0.132813	0.066406	0.046875	0.019531
10000	0.371094	0.078125	0.078125	0.058594	0.019531
Ср. знач.	0.380078	0.208203	0.091602	0.055664	0.018945

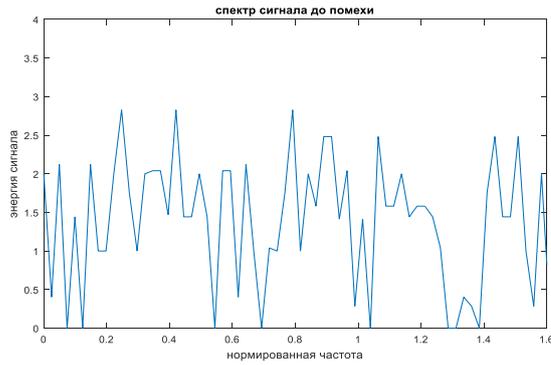
Далее представлены аналогичные графики (рис. 3.11-3.13) таблицы (3.3-3.5) для различных частот помехи: $\pi/4$, $\pi/2$ и $6 \cdot \pi/8$.



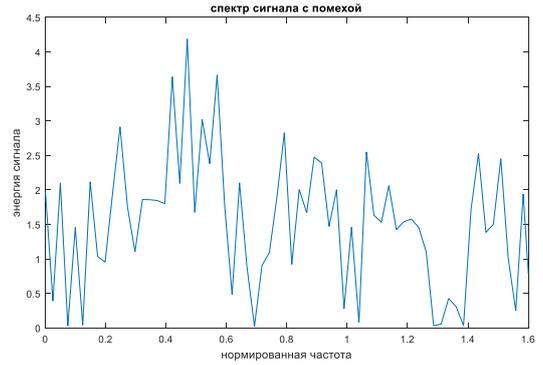
а)



б)



в)

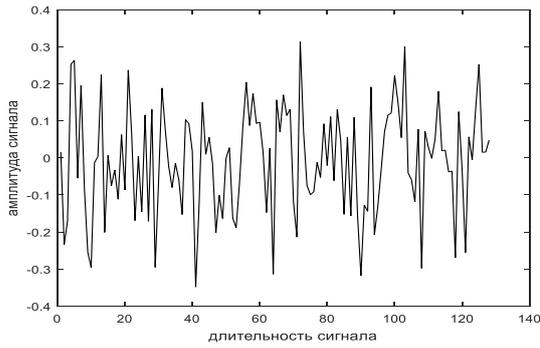


г)

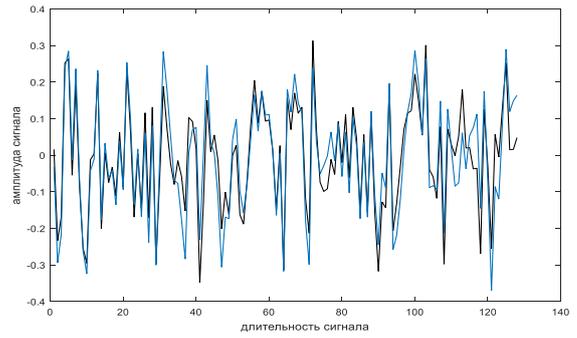
Рисунок 3.11 – Графики сигналов: а) график сигнала до добавления помехи; б) график сигнала до и после добавления помехи; в) спектр сигнала до добавления помехи; г) спектр сигнала после добавления помехи с контрольной частотой $\pi/4$

Таблица 3.3. Вероятность появления ошибки на бит при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $\pi/4$

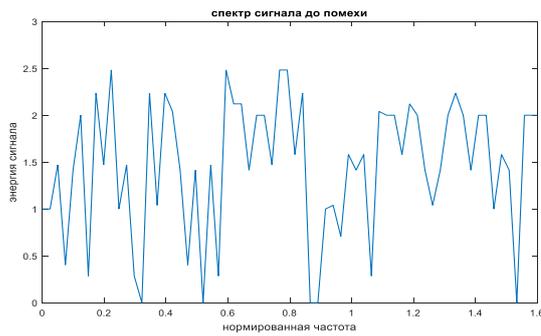
с/ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.429688	0.117188	0.117188	0.058594	0.019531
2	0.195313	0.167969	0.183594	0.058594	0.015625
3	0.4375	0.210938	0.167969	0.066406	0.015625
4	0.472656	0.21875	0.097656	0.039063	0.015625
5	0.402344	0.324219	0.085938	0.058594	0.023438
6	0.371094	0.210938	0.101563	0.058594	0.003906
7	0.363281	0.117188	0.09375	0.046875	0.011719
8	0.394531	0.160156	0.09375	0.058594	0.035156
9	0.433594	0.113281	0.082031	0.054688	0.019531
10	0.449219	0.285156	0.125	0.046875	0.023438
...
9998	0.4375	0.152344	0.074219	0.058594	0.011719
9999	0.4375	0.398438	0.078125	0.070313	0.015625
10000	0.414063	0.167969	0.066406	0.066406	0.015625
Ср. знач.	0.396289	0.213477	0.108789	0.054883	0.016992



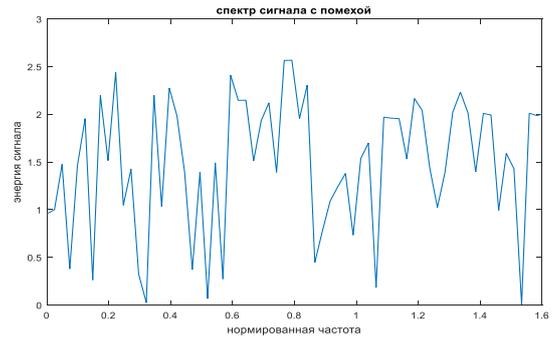
а)



б)



в)

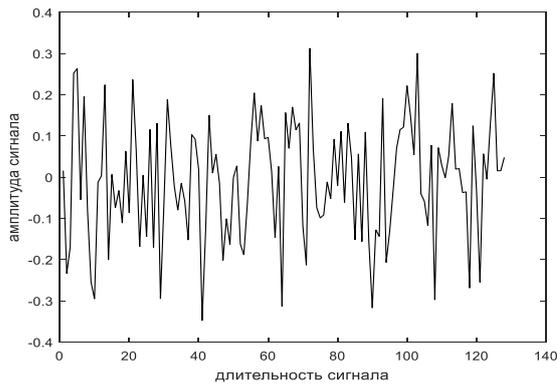


г)

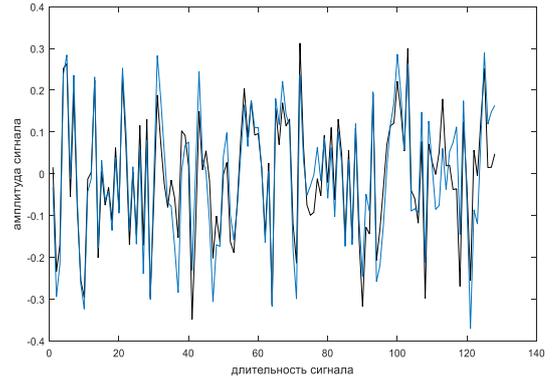
Рисунок 3.12 – Графики сигналов: а) график сигнала до добавления помехи; б) график сигнала до и после добавления помехи; в) спектр сигнала до добавления помехи; г) спектр сигнала после добавления помехи с контрольной частотой $\pi/2$

Таблица 3.4. Вероятность появления ошибки на бит при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $\pi/2$

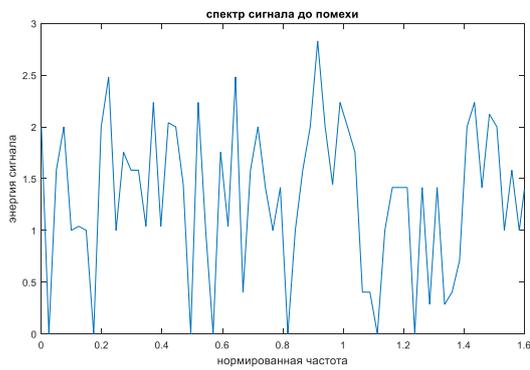
с/Ш \ №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.417969	0.113281	0.078125	0.070313	0.019531
2	0.332031	0.152344	0.078125	0.050781	0.007813
3	0.394531	0.261719	0.121094	0.070313	0.011719
4	0.449219	0.382813	0.078125	0.0625	0.015625
5	0.429688	0.082031	0.074219	0.042969	0.007813
6	0.371094	0.363281	0.128906	0.042969	0.003906
7	0.429688	0.332031	0.148438	0.039063	0.015625
8	0.398438	0.222656	0.085938	0.042969	0.015625
9	0.300781	0.136719	0.109375	0.066406	0.019531
10	0.421875	0.148438	0.089844	0.050781	0.011719
...
9998	0.414063	0.378906	0.082031	0.058594	0.011719
9999	0.457031	0.230469	0.078125	0.050781	0.011719
10000	0.382813	0.332031	0.246094	0.054688	0.019531
Ср. знач.	0.385742	0.256445	0.111719	0.054492	0.015625



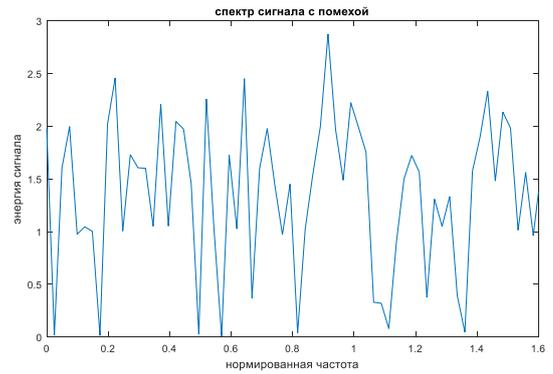
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.13 – Графики сигналов: а) график сигнала до добавления помехи; б) график сигнала до и после добавления помехи; в) спектр сигнала до добавления помехи; г) спектр сигнала после добавления помехи с контрольной частотой $6 \cdot \pi/8$

Таблица 3.5. Вероятность появления ошибки на бит при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $6 \cdot \pi/8$

с/Ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.429688	0.335938	0.117188	0.0625	0.007813
2	0.257813	0.132813	0.160156	0.042969	0.019531
3	0.324219	0.160156	0.070313	0.058594	0.019531
4	0.445313	0.167969	0.152344	0.058594	0.027344
5	0.347656	0.425781	0.074219	0.058594	0.023438
6	0.40625	0.195313	0.125	0.066406	0.007813
7	0.4375	0.339844	0.070313	0.035156	0.03125
8	0.421875	0.15625	0.128906	0.058594	0.007813
9	0.472656	0.34375	0.070313	0.046875	0.011719
10	0.222656	0.144531	0.097656	0.042969	0.007813
...
9998	0.441406	0.367188	0.105469	0.054688	0.007813
9999	0.425781	0.382813	0.113281	0.042969	0.019531
10000	0.457031	0.257813	0.097656	0.042969	0.011719

Окончание таблицы 3.5

Ср. знач.	0.384375	0.259766	0.101172	0.052734	0.016406
--------------	----------	----------	----------	----------	----------

В таблице 3.6 представлены средние значения вероятностей появления ошибки для различных частот узкополосной помехи.

Таблица 3.6. Средние значения вероятностей появления ошибки для различных частот узкополосной помехи

Частота (нормированная)	Отношение сигнал/шум				
	0,01	0,1	1	10	100
$\pi/8$	0.380078	0.208203	0.091602	0.055664	0.018945
$\pi/4$	0.396289	0.213477	0.108789	0.054883	0.016992
$\pi/2$	0.385742	0.256445	0.111719	0.054492	0.015625
$\pi/8$	0.384375	0.259766	0.101172	0.052734	0.016406

Также была рассчитана вероятность появления ошибки на символ. Результаты расчета представлены в таблицах 3.7-3.10.

Таблица 3.7. Вероятность появления ошибки на символ при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $\pi/8$

с/ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.539063	0.390625	0.075521	0.035156	0.010938
2	0.141927	0.071429	0.016602	0.015625	0.01563
3	0.070313	0.027995	0.015024	0.07813	0.03125
4	0.049805	0.014246	0.009549	0.00699	0.00781
5	0.045759	0.024503	0.01019	0.04232	0.0125
6	0.030649	0.007813	0.006138	0.0431	0.00521
7	0.013861	0.013184	0.007576	0.002757	0.067
8	0.024523	0.010135	0.09663	0.02404	0.00586
9	0.021723	0.017671	0.04542	0.01953	0.0694
10	0.01087	0.008477	0.04883	0.02551	0.0625
...
9998	0.010719	0.00458	0.02219	0.0966	0.06081
9999	0.04121	0.03906	0.01428	0.01164	0.00411
10000	0.09196	0.01933	0.01435	0.01184	0.00234
Ср. знач.	0.380078	0.208203	0.091602	0.055664	0.018945

**Таблица 3.8. Вероятность появления ошибки на символ при добавлении суммы
16 синусоид на частоте $\pi/4$**

с/Ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.3125	0.332031	0.109375	0.046875	0.007813
2	0.265625	0.113281	0.074219	0.046875	0.019531
3	0.285156	0.261719	0.058594	0.0625	0.023438
4	0.433594	0.25	0.175781	0.058594	0.023438
5	0.339844	0.394531	0.109375	0.066406	0.015625
6	0.429688	0.167969	0.0625	0.050781	0.015625
7	0.476563	0.332031	0.089844	0.054688	0.019531
8	0.429688	0.265625	0.09375	0.046875	0.027344
9	0.449219	0.152344	0.058594	0.070313	0.019531
10	0.4375	0.136719	0.097656	0.066406	0.007813
...
9998	0.460938	0.160156	0.140625	0.058594	0.027344
9999	0.394531	0.296875	0.070313	0.046875	0.03125
10000	0.257813	0.203125	0.121094	0.042969	0.019531
Ср. знач.	0.357227	0.229688	0.1	0.053125	0.018945

**Таблица 3.9. Вероятность появления ошибки на символ при добавлении суммы
16 синусоид на частоте $\pi/2$**

с/Ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.179688	0.191406	0.066406	0.039063	0.015625
2	0.421875	0.226563	0.078125	0.054688	0.023438
3	0.40625	0.355469	0.058594	0.054688	0.007813
4	0.46875	0.09375	0.09375	0.046875	0.023438
5	0.332031	0.269531	0.074219	0.058594	0.015625
6	0.394531	0.269531	0.109375	0.058594	0.007813
7	0.441406	0.386719	0.066406	0.050781	0.015625
8	0.304688	0.09375	0.050781	0.058594	0.007813
9	0.4375	0.140625	0.089844	0.042969	0.003906
10	0.417969	0.339844	0.089844	0.042969	0.007813
...
9998	0.382813	0.371094	0.128906	0.050781	0.023438
9999	0.457031	0.269531	0.074219	0.0625	0.015625
10000	0.417969	0.410156	0.105469	0.066406	0.015625
Ср. знач.	0.308047	0.25918	0.08418	0.051563	0.015039

Таблица 3.10. Вероятность появления ошибки на символ при добавлении суммы 16 синусоид на частоте $6 \cdot \pi/8$

с/ш №	0,01	0,1	1	10	100
1	0.367188	0.148438	0.128906	0.0625	0.015625
2	0.441406	0.191406	0.070313	0.054688	0.007813
3	0.414063	0.132813	0.101563	0.046875	0.019531
4	0.460938	0.324219	0.136719	0.050781	0.019531
5	0.445313	0.183594	0.082031	0.058594	0.015625
6	0.191406	0.148438	0.074219	0.046875	0.019531
7	0.46875	0.210938	0.058594	0.042969	0.015625
8	0.441406	0.09375	0.117188	0.058594	0.015625
9	0.199219	0.199219	0.0625	0.0625	0.011719
10	0.222656	0.109375	0.113281	0.046875	0.015625
...
9998	0.355469	0.320313	0.0625	0.050781	0
9999	0.4375	0.183594	0.113281	0.046875	0.011719
10000	0.453125	0.34375	0.085938	0.050781	0.011719
Ср. знач.	0.373242	0.203711	0.095508	0.053711	0.015234

В таблице 3.11 представлены средние значения вероятностей появления ошибки на символ для различных частот узкополосной помехи.

Таблица 3.11. Средние значения вероятностей появления ошибки на символ для различных частот узкополосной помехи

Частота (нормированная)	Отношение сигнал/шум				
	0,01	0,1	1	10	100
$\pi/8$	0.380078	0.208203	0.091602	0.055664	0.018945
$\pi/4$	0.357227	0.229688	0.1	0.053125	0.018945
$\pi/2$	0.308047	0.25918	0.08418	0.051563	0.015039
$\pi/8$	0.373242	0.203711	0.095508	0.053711	0.015234

На основании приведенных в таблице данных можно заключить, что в данном случае положение узкополосной помехи в нормированном частотном спектре влияет на вероятность появления ошибки незначительно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе было исследовано влияние узкополосных помех на вероятность ошибки при декодировании сигнально-кодовой конструкции WiMAX. В первом разделе работы было дано краткое описание существующих технологий беспроводной передачи информации: GSM, CDMA, WiMAX, LTE. Во втором разделе более подробно рассматривались протоколы беспроводной передачи информации, а именно: WiMAX 802.16, и различные спецификации стандарта Wi-fi 802.11. Также во втором разделе были рассмотрены основные виды помех, воздействующих на сигнал в канале связи. Одним из наиболее распространенных видов воздействующих на сигнал помех являются узкополосные помехи.

В третьем разделе работы проводилось моделирование сигнала и узкополосной помехи. В качестве модели узкополосной помехи в работе была использована модель многотональной помехи – суммы косинусоид равной мощности со случайными фазами. В качестве канального сигнала использовался сигнал, модулированный КАМ-16, применяемый в технологии WiMAX. Была рассчитана вероятность ошибки при декодировании сигнально-кодовой конструкции WiMAX с воздействовавшей на нее узкополосной помехой. Вероятность ошибки была рассчитана при различных отношениях сигнал/шум. При его увеличении вероятность ошибки уменьшалась. Также в работе приведена сравнительная таблица средних вероятностей появления ошибки при добавлении узкополосных помех в различные области нормированного частотного спектра. По полученным результатам можно сделать вывод о том, что положение узкополосной помехи в частотном спектре влияет на вероятность появления ошибки незначительно.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Лайонс Р; - 2-е изд.; Пер. с англ. – М.: ООО "Бином-Пресс", 2006. – 656 с.: ил.
2. Плаксиенко В.С., Плаксиенко С.В. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Ч.4. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 60 с.
3. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452 с.
4. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов/ Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М.— М.: Связь, 1980. — 288 с.
5. Электромагнитные помехи и методы защиты от них. Учебное пособие/ Л.А. Гурина. Благовещенск: Амурский гос. ун-т, 2006. – 104 с.
6. Пак А.А. алгоритмы режекции узкополосных помех адаптивным выравнителем // Фундаментальные исследования. – 2008. – № 3. – С. 101-103; URL: <http://fundamental-research.ru/ru/article/view?id=2811> (дата обращения: 13.06.2016).
7. Бородич, С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией / С.В. Бородич. – М.: Связь, 1976. – 256 с.
8. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи. / Л.Н.Волков, М.С.Немировский, Ю.С.Шинаков. – М.: Экотрендз, 2005. – 392 с.
9. Полушин, П.А. Влияние узкополосной помехи на характеристики цифровых сигналов с кодированием / П.А. Полушин, Д.В. Сеницин, Д.А. Мартышевская // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии (ФРЭМЭ 2014): материалы XI МНК. - Владимир, 2014. – книга 2. - С. 121 – 123.
10. Полушин, П.А. Воздействие сосредоточенных помех на системы передачи сигналов со сверточным кодированием / П.А. Полушин, Д.В. Сеницин, И.Джуглани, Ж.Л. Гомес // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – Муром, 2014. - № 3(15). – С. 69 – 73.

11. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. / А.Г. Зюко и др.; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
12. В. Вишнеvский, С. Портной, И. Шахнович. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
13. В.Г. Васильев. Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004. – Юнидата, 2009. – 91 с.
14. J.G. Andrews. Fundamentals of WiMAX. Understanding Broadband Wireless Networking / Jeffrey G. Andrews, Ph.D., Arunabha Ghosh, Ph.D., Rias Muhamed. - Pearson Education, Inc., 2007. – 477 p.
15. Khaizuran A. Interference Mitigation Techniques for Wireless OFDM / Khaizuran Abdullah. – RMIT University, 2009. – 158 p.
16. Устройства приема и обработки сигналов. Системы управления приемником. Устройства борьбы с помехами : учеб. пособие / Н. П. Никитин, В. И. Лузин. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. – 88 с.
17. ГОСТ Р 50397-92: Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения [Текст] – Москва: Изд-во стандартов, 1993. – 16 с.
18. Сергиенко А.Б. Цифровая связь: Учеб. Пособие. СПб.: Изд-во СЗ2 СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. – 164 с.
19. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. — М.: Эко-Трендз, 2006. — 376 с.: илл.
20. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Учебное пособие. – Казань, ЗАО «Новое знание», 2006. – 304 с.
21. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ./ Под ред. В.М. Назарова и Ю.Н. Прохорова. – М.: Радио и связь, 1981. – 496 с., ил.

22. Б.Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с., ил. – Парал. тит. англ.
23. И. Шахнович. Стандарт широкополосного доступа IEEE802.16 для диапазонов ниже 11 ГГц/ И. Шахнович// ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2005 г. - №1. – с. 8-14.
24. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. – Одесса: Фенікс, 2009. – 180 с.
25. Цифровая обработка сигналов: Учеб. пособие: В 2 ч. Ч. 2. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2001. 184 с.
26. Математическое моделирование систем связи : учебное пособие / К. Васильев, М. Н. Служивый. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 170 с.
27. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций/ А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева/ Изд. 2-е испр. И перераб. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с., ил.
28. Рашич А. В. Сети беспроводного доступа WiMAX: учеб. пособие / Рашич А.В.— СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 179 с.
29. Digital Communications. / Proakis J. G., Salehi M. – 5 изд. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 936 с.
30. Emad A., Beaulieu N. C. On the Performance of Bit-Synchronizers in an ISI Channel and a Related Lower Bound // IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 09); Ieee и др.: IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom) – Honolulu, HI: Ieee, 2009. – С. 1551-1556.
31. В. Вишне夫斯基, И. Шахнович, А. Красилов. Технология сотовой связи LTE – почти 4G [Текст]/ В. Вишне夫斯基, И. Шахнович, А. Красилов// Электроника: наука, технология, бизнес. – М.: РИЦ «Техносфера», 2009. – №1.– с. 62-73.
32. M. Mouly, M.B. Pautet. The GSM System for Mobile Communications. 1992. p.p. 702.

33. A. Mehrotra. Cellular Radio Performance Engineering. Artech House. 1994. p.p. 536.
34. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.: илл.
35. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / Гельгор А.Л., Попов Е.А. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 204 с.
36. В.Г. Васильев. Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004. Юнидата, 2009. – 91 с.
37. 3GPP TS 36.211. Physical Channels and Modulation (Release 8). – 3GPP, 12.2008.
38. В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: «Техносфера», 2005. – 592 с.
39. Курицын С.А. Аналоговые системы передачи: Учебное пособие/ СПб.: Издательство «Линк», 2005. – 223 с.
40. Бачевский А. С., Бачевский С. В., Шаталов А. А., Шаталова В. А. Математические модели сигналов, помех и шумов, принимаемых антенными системами в условиях многолучевого распространения электромагнитных волн // Тр. Междунар. науч.-техн. конф., посвященной 80-летию вуза, „Системы и процессы управления и обработки информации“. СПб: Сев.-Зап. техн. ун-т, 2010. Ч. 1. С. 83—91.
41. Шмалько, А.В. Цифровые сети связи: Основы планирования и построения / А.В. Шмалько. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 282 с.
42. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра; пер. с англ.; под редакцией В.И.Журавлева / К. Феер. - М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
43. Moray Rumney. 3GPP LTE: Introducing SingleCarrier FDMA. – Agilent Measurement Journal, 2008, № 4, p. 18–27.

44. Э.Дальман, А.Фурускар, И.Ядинг. Радиоинтерфейс LTE в деталях. – Сети и Системы связи, 2008, № 9.
45. 3GPP TR 36.913 V8.0.0. Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced), Release 8. – 3GPP, 06.2008.
46. IEEE Std IEEE 802.16+2001 IEEE Standard for Local and metro+ politan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. – IEEE, 8 April 2002.
47. Ю.А. Громаков. Организация физических и логических каналов в стандарте GSM. "Электросвязь". N 10, 1993. с. 9-12.
48. Ю.А. Громаков. Сотовые системы подвижной радиосвязи. Технологии электронныхкоммуникаций. Том 48. "Эко-Трендз". Москва. 1994.
49. Ю.А. Громаков. Структура TDMA кадров и формирование сигналов в стандарте GSM. "Электросвязь". N 10. 1993. с. 9-12.
50. W. Heger. GSM vs. CDMA. GSM Global System for Mobile Communications. Proceedings of the GSM Promotion Seminar 1994 GSM MoU Group in Cooperation with ETSI GSM Members. 15 December 1994. p.p. 3.11 - 3.1-18.
51. Yang Y. et al. Relay technologies for WiMAX and LTE-advanced mobile systems //IEEE Communications Magazine. – 2009. – Т. 47. – №. 10.
52. Nuaymi L. WiMAX: technology for broadband wireless access. – John Wiley & Sons, 2007.
53. Peters S. W., Heath Jr R. W. The future of WiMAX: Multihop relaying with IEEE 802.16 j //IEEE Communications Magazine. – 2009. – Т. 47. – №. 1. – С. 104-111.
54. Khan M. N., Ghauri S. The WiMAX 802.16 e physical layer model. – 2008.
55. Lee B. G., Choi S. Broadband wireless access and local networks: mobile WiMAX and WiFi. – Artech House, 2008.
56. Becvar Z., Zelenka J. Handovers in the mobile WiMAX //Research in Telecommunication technology. – 2006. – Т. 1. – С. 147-150.

57. Xu F., Zhang L., Zhou Z. Interworking of Wimax and 3GPP networks based on IMS [IP Multimedia Systems (IMS) Infrastructure and Services] //IEEE Communications Magazine. – 2007. – Т. 45. – №. 3. – С. 144-150.
58. Tran M. et al. Mobile WiMAX: performance analysis and comparison with experimental results //Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th. – IEEE, 2008. – С. 1-5.
59. Кропотов Ю. А. Повышение отношения сигнал/помеха в многоканальной системе передачи акустических сигналов при воздействии узкополосных помех //Информационные системы и технологии. – 2011. – Т. 63. – №. 1. – С. 102.
60. Косичкина Т. П., Сперанский В. С. Анализ методов подавления узкополосных помех при приеме СШП сигналов //Электросвязь. – 2010. – №. 3. – С. 17-20.
61. Уайт Д. Р. Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Рипол Классик, 1981.
62. Sesia S., Baker M., Toufik I. LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice. – John Wiley & Sons, 2011.
63. Holma H., Toskala A. (ed.). LTE for UMTS-OFDMA and SC-FDMA based radio access. – John Wiley & Sons, 2009.