

Московский Государственный Институт Электронной Техники
(технический университет)

На правах рукописи

Иванов Павел Викторович

Оптимизация параметров приемо-передающего тракта
ОСДМА системы связи.

Специальность 05.13.01

«Системный анализ, управление и обработка информации»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель - д.т.н., проф.,
лауреат гос. премии СССР
В.А. Кустов

Москва – 2001 г.

Оглавление.

<u>ВВЕДЕНИЕ</u>	4
<u>ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ</u>	4
<u>СТРУКТУРА ДИССЕРТАЦИИ И ВЗАИМОСВЯЗЬ ОТДЕЛЬНЫХ ГЛАВ</u>	11
<u>ГЛАВА 1. ИСКАЖЕНИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕМ ТРАКТЕ...</u>	14
§1.1. <u>СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОСДМА СИСТЕМЫ СВЯЗИ</u>	14
§1.2. <u>КРИТЕРИИ КАЧЕСТВА СВЯЗИ, СПЕКТРАЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ</u>	16
§1.3. <u>ОБОБЩЕННОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ФОРМИРУЕМОГО В ОСДМА СИСТЕМЕ КОЛЕБАНИЯ</u>	18
§1.4. <u>МОДУЛЯТОР-ДЕМОДУЛЯТОР</u>	20
§1.5. <u>УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ</u>	27
§1.6. <u>СВЧ-ПЕРЕДАТЧИК (ПРИЕМНИК) С АНТЕННОЙ</u>	28
<u>ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1</u>	30
<u>ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ППТ</u>	33
§2.1. <u>ВЫБОР МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОСТИ УМ</u>	33
§2.2. <u>ВЫБОР МЕТОДА АНАЛИЗА</u>	44
§2.3. <u>ВЗАИМОСВЯЗЬ ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ</u>	47
<u>ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2</u>	51
<u>ГЛАВА 3. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ППТ НА КАЧЕСТВО СВЯЗИ В DS-CDMA СИСТЕМЕ</u>	53
§3.1. <u>СИГНАЛЬНО-КОДОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМАЯ В ОСДМА СИСТЕМАХ</u>	53
§3.2. <u>АНАЛИЗ МЕЖКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ</u>	55
§3.3. <u>МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА СООТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ПОМЕХА</u>	63
§3.4. <u>СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ</u>	75
<u>ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3</u>	77
<u>ГЛАВА 4. АНАЛИЗ ДОСТОВЕРНОСТИ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ, ИХ ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ</u>	80
<u>АННОТАЦИЯ</u>	80

<u>§4.1. СРАВНЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ С РЕЗУЛЬТАТАМИ ДРУГИХ АВТОРОВ.</u>	81
.....	
<u>§ 4.2. КОМПЬЮТЕРНОЕ ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ.</u>	90
<u>§4.3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ФИКСИРОВАННОЙ СВЯЗИ «CDMA РКК- 3/5».</u>	94
.....	
<u>§4.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ФИКСИРОВАННОЙ СВЯЗИ «CDMA РКК- 3/5».</u>	96
.....	
<u>ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4.</u>	101
<u>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.</u>	103
<u>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.</u>	106
<u>ПРИЛОЖЕНИЯ К ДИССЕРТАЦИИ.</u>	115
<u>Приложение №1: «Взаимосвязь параметров, характеризующих кубическую нелинейность».</u>	115
<u>Приложение №2: «Анализ влияния кубической нелинейности на качество связи».</u>	117
<u>Приложение №3: «КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ТРАНСПОРТНОЙ ОСДМА СИСТЕМЫ «CDMA РКК- 3/5»».</u>	122
<u>Приложение №4: СПИСОК ОСНОВНЫХ АКРОНИМОВ.</u>	129
<u>АКТ О ВНЕДРЕНИИ.</u>	130

Введение.

Общая характеристика работы.

Диссертационная работа посвящена исследованию и оптимизации параметров приема-передающего тракта (ППТ) Orthogonal Code Division Multiple Access (OCDMA) системы фиксированной связи в целях повышения качества связи. В работе показано, что одним из основных факторов, влияющих на качество связи, являются помехи, обусловленные нелинейными искажениями (НИ), возникающими в усилителе мощности (УМ) выходного каскада передатчика. Разработана модель ППТ, проведен количественный анализ влияния характеристик ППТ на качество связи. Рассмотрено влияние выбора сигнально-кодовых конструкций (СКК) на такие характеристики как качество связи, дальность связи, спектральная эффективность. Полученные в работе соотношения были использованы при проектировании OCDMA системы фиксированной связи «CDMA РКК- 3/5». Результаты, полученные при измерении характеристик системы, подтвердили, сделанные теоретические оценки.

Актуальность работы. Потребность в качественной телефонной связи в независимости от места нахождения стала одной из насущных потребностей современного человека. Эта потребность постоянно стимулируется, так как развитие беспроводной телефонной связи предоставляет неограниченный рынок для предприятий электронной промышленности и смежных с ней областей [1]. Беспроводную связь можно разделить на два больших класса: связь с подвижным абонентом и связь с фиксированным (неподвижным) абонентом. Наиболее бурно в настоящий момент развивается рынок подвижной связи [2,3]. На сегодняшний день международными соглашениями определено пять стандартов подвижной связи третьего поколения, анализ которых показывает, что три стандарта из пяти базируются на технологии CDMA, а фактически на технологии Direct

Spread CDMA (DS-CDMA) [4]. Известно, что данная технология, обладает лучшей спектральной эффективностью и помехозащищенностью, чем другие способы многостанционного доступа (TDMA, FDMA, FH-CDMA) [5].

Несмотря на стремительное развитие услуг мобильной связи, потребность в фиксированном радиодоступе в ближайшее время не исчезнет, ввиду постоянно возрастающей потребности населения в передаче больших объемов данных (Internet, потоки мультимедиа) и относительно малой пропускной способности мобильных терминалов [6].

В области связи с неподвижным абонентом не существует жестких стандартов, однако, как видно из [7,8,9] значительная часть частотного ресурса выделена под системы связи, базирующиеся на технологии DS-CDMA.

Суть DS-CDMA системы связи состоит в том, что передаваемые для каждого абонента информационные символы расширяются соответствующей последовательностью длиной L отсчетов (L чипов) из ансамбля ортогональных в точке или квазиортогональных последовательностей (ОП или КОП). Подобная операция расширяет полосу сигнала в L раз, но позволяет L абонентам работать одновременно, практически не создавая помех друг другу. Для нормальной работы такой системы требуется строгая временная синхронизация между всеми абонентами, чтобы сохранять их взаимную ортогональность. В мобильных системах связи требование временной синхронизации сложно выполнимо, поэтому в таких системах на передаваемую каждому абоненту информацию почипно накладывают уникальную для каждого абонента скремблирующую последовательность. После такой операции сигнал одного абонента уже не ортогонален сигналу другого, а выступает в виде источника помех типа белого гауссовского шума (БГШ), что естественно ухудшает качество связи, и является платой за более мягкие требования к временной синхронизации. Данная разновидность DS-CDMA систем является асинхронной DS-CDMA, а без почипного наложения скремблирующей последовательности – синхронной или ортогональной DS-

CDMA (OCDMA). Последняя, в силу указанных выше особенностей, обладает потенциально более высокой спектральной эффективностью, чем асинхронная DS-CDMA, но ввиду повышенных требований к временной синхронизации больше предназначена для фиксированной связи. В обеих разновидностях DS-CDMA систем передаваемая информация содержится как в амплитуде, так и в фазе передаваемого радиосигнала, что предъявляет повышенные требования к аппаратуре связи.

Преимущества DS-CDMA, впервые были показаны и теоретически обоснованы более 50 лет назад [10]. Однако основным препятствием, сдерживающим развитие данной технологии до настоящего времени, был недостаточный уровень развития микроэлектроники. На сегодняшний день это препятствие практически преодолено, поэтому в последнее время интерес к DS-CDMA системам значительно возрос. Опубликовано множество работ, посвященных повышению спектральной эффективности и помехозащищенности данных систем. В них разрабатываются различные модели тракта и рассматриваются различные виды помех и искажений, возникающих в тракте. Результатом данных работ являются рекомендации по оптимальному с точки зрения качества связи выбору параметров тракта. Среди данных работ можно выделить целый ряд публикаций, посвященных проблеме нелинейных искажений [11-40]. В них показано, что НИ не только значительно ухудшают пропускную способность канала, но и являются наиболее трудно устранимыми аппаратурными искажениями. Анализ полученных в [11-39] результатов позволяет рассматривать усилитель мощности (УМ) выходного каскада передатчика, как основной источник НИ, определяющий качество работы DS-CDMA системы и сильно влияющий на ее цену. Поэтому правильный выбор характеристик УМ является весьма важной задачей. К сожалению полученные в известных работах результаты имеют ряд недостатков, затрудняющих их практическое применение:

1. В работах [16-25] основным методом исследования было компьютерное имитационное моделирование, поэтому полученные в данных работах

результаты носят частный характер и не раскрывают в полной мере природу исследуемого явления.

2. В работах, где применяются аналитические методы анализа имеют место следующие особенности:

2.1. В [28-36] применяется гауссовская аппроксимация мгновенных отсчетов сигнала на входе УМ. Данный подход не позволяет учитывать групповые свойства ОП, используемых в DS-CDMA системе связи и, как следствие, дает завышенную оценку пропускной способности ППТ.

2.2. В работах, где не используется гауссовская аппроксимация, авторы не доводят результат, до четкой, легко воспринимаемой формулы, что не позволяет разобраться в природе исследуемого явления. Завершающий этап анализа в данных работах сделан путем компьютерного моделирования, поскольку полученная в них математическая модель исследуемого процесса слишком громоздка [26-27,37-39].

Также следует заметить, что большинство из рассмотренных работ посвящено анализу влияния НИ на качество работы асинхронных DS-CDMA систем, как наиболее распространенных. OCDMA системы связи, несмотря на свою потенциально-большую спектральную эффективность вызывают гораздо меньший интерес [11,27,30,37]. Из всех работ, посвященных OCDMA, практически лишь в одной присутствует доведенный до конца анализ влияния параметров нелинейного ППТ на качество связи [30]. Недостатком данной работы является использование гауссовской аппроксимации.

Опираясь на вышеизложенное можно заключить, что правильный выбор параметров нелинейного ППТ OCDMA системы связи – важная и актуальная задача, не решенная в полной мере ни в одной из имеющихся на сегодняшний день работ.

Целью диссертационной работы является оптимизация параметров приемо-передающего тракта OCDMA системы связи для повышения качества связи и спектральной эффективности системы.

Основные задачи исследования:

- 1) провести общий анализ ППТ для выделения факторов, сильнее всего влияющих на качество связи;
- 2) на основании результатов общего анализа разработать математическую модель ППТ;
- 3) провести детальный анализ аппаратурных помех, возникающих в тракте, с целью получения аналитической зависимости качества связи от параметров ППТ;
- 4) на основе полученных аналитических зависимостей, рассмотреть пути повышения качества связи и спектральной эффективности системы;
- 5) проверка достоверности полученных результатов (сравнение с результатами других авторов, компьютерное моделирование, экспериментальные исследования).

Методы исследования.

Для решения поставленной задачи использовались математический аппарат дифференциального и интегрального исчисления, теория групп, теория ортогональных рядов и функций. Для проверки полученных аналитическим путем выражений, использовался метод компьютерного имитационного моделирования с использованием среды Matlab 6.0 и входящего в его состав программного пакета Simulink R.4. Основные результаты проверены физическим моделированием на опытном образце.

Научная новизна работы.

1. Проведен общий анализ искажений, возникающих в приемо-передающем тракте OCDMA системы связи. При анализе учтены особенности построения ортогональных CDMA систем связи.

2. Впервые получены аналитические зависимости отношения сигнал/помеха от параметров нелинейного ППТ, учитывающие свойства групповой замкнутости ортогональных последовательностей.
3. Полученные результаты легли в основу построения первой в России OCDMA система фиксированной связи «CDMA РКК- 3/5».

Практическая значимость диссертационной работы заключается в том, что полученные в ней результаты позволяют оптимальным образом выбрать параметры приема-передающего тракта, что повышает спектральную эффективность системы, улучшает ее технические и потребительские характеристики. Как следствие, все вышперечисленное приводит к снижению стоимости трафика конечного пользователя.

Внедрение результатов.

Основные результаты получены автором на кафедре «Радиоэлектроника» Московского государственного института электронной техники (МГИЭТ) и в Государственном Центре Компьютерных Технологий «Силикон-Телеком-Софт» при МГИЭТ. На основании полученных автором результатов была выбрана сигнально-кодовая конструкция, упрощающая реализацию устройства формирования сигнала, без снижения спектральной эффективности системы, а также сформированы технические требования к реализации СВЧ-передатчика системы связи «CDMA РКК- 3/5».

В настоящий момент система связи «CDMA РКК- 3/5» сертифицирована для практического использования на территории РФ, в классе систем беспроводной телефонной связи.

Достоверность полученных результатов.

Достоверность полученных результатов подтверждается: 1) экспериментальными исследованиями OCDMA системы связи и компьютерным имитационным моделированием приема-передающего тракта системы; 2) актом об использовании полученных автором результатов в проектно-конструкторской деятельности Государственного Центра

компьютерных технологий «Силикон-Телеком-Софт» при разработке системы фиксированной связи «CDMA РКК- 3/5» от 10 января 2001 года.

Личный вклад автора.

Основными из полученных автором результатов, являются:

- 1) разработка модели ППТ OCDMA системы;
- 2) получение аналитических зависимостей отношения сигнал/помеха от параметров нелинейного ППТ;
- 3) рассмотрение путей снижения влияния нелинейных искажений на качество связи, на основании полученных зависимостей;
- 4) компьютерное моделирование ППТ;
- 5) экспериментальное исследование характеристик системы «CDMA РКК- 3/5».

Положения, выносимые на защиту:

- 1) использование гауссовской аппроксимации сигнала на входе УМ, приводит к завышенным оценкам качества связи;
- 2) применение фильтров типа «корень квадратный из поднятого косинуса» в приемнике и передатчике приводит к уменьшению влияния нелинейных искажений $\approx 3\text{дБ}$;
- 3) нелинейные искажения, возникающие ниже точки ограничения, не приводят к значительному увеличению межсимвольной интерференции;
- 4) снижение требований на линейность ППТ не может быть достигнуто применением многопозиционных методов модуляции без значительной потери спектральной эффективности системы связи.

Апробация работы.

Основные научные положения и практические результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на заседаниях кафедры «Радиоэлектроника», на научно-технических совещаниях ГЦКТ «СТС», а также восьми всероссийских и международных научно-технических конференциях всероссийского и международного значения.

Публикации.

Материалы, отражающие основное содержание работы, опубликованы в одной статье и восьми научных докладах в трудах российских и международных конференций.

Структура диссертации и взаимосвязь отдельных глав.

Диссертация изложена на 105 стр. основного текста, состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы из 82 наименований и 3 приложений, содержит 28 рисунков.

Первая глава посвящена анализу общей структуры ППТ. В ней рассмотрены критерии качества связи. Показано, как качество связи, связано с потенциально-возможной спектральной эффективностью системы. С учетом выбранного критерия отдельно рассмотрены составные блоки ППТ и вносимые ими искажения.

В результате проведенного анализа, из всех видов искажений, возникающих в ППТ, для дальнейшего рассмотрения выделены межсимвольная интерференция (МСИ), обусловленная цифровой фильтрацией сигнала, и нелинейные искажения, порождаемые УМ. Уровень помех, порождаемых другими частями ППТ, исходя из проведенного в первой главе анализа, обычно пренебрежимо мал.

Поэтому, задача оптимизации параметров приемо-передающего тракта сводится к получению аналитической зависимости отношения сигнал/помеха от параметров нелинейного усилителя мощности при известной частотной характеристике тракта, и формированию на основе полученной зависимости требований к усилителю мощности, для обеспечения заданного качества связи.

Вторая глава диссертационной работы посвящена более детальному рассмотрению МСИ и НИ, а также выявлению их взаимного влияния друг на друга. Целью данной главы является создание математической модели ППТ для дальнейшего анализа влияния параметров ППТ на качество связи.

По результатам проведенного обзора был выбран вариант аппроксимации амплитудной характеристики УМ рядом Тейлора, а амплитудно-фазовой – квадратичным законом изменения фазы от мгновенной амплитуды. С учетом сделанного выбора проведен анализ совместного влияния НИ и МСИ на мощность сигнальной и помеховой составляющих на входе устройства сжатия. Получена простая зависимость, учитывающая как параметры нелинейности УМ, так и частотно-избирательные свойства ППТ.

В третьей главе диссертационной работы на основании полученных во второй главе результатов проведен анализ зависимости отношения сигнал/помеха на выходе устройства сжатия от параметров ППТ. Для этого подробно рассмотрена сигнально-кодовая конструкция, используемая в анализируемой ОСDMA системе связи. Показано наличие двух крайних статистических моделей колебания. Первая статистическая модель формируемого колебания соответствует дельта коррелированным отсчетам амплитуды, а вторая говорит о полной корреляции некоторых отсчетов. Для двух предложенных ситуаций получены зависимости отношения сигнал/помеха от параметров тракта. На основании которых были рассмотрены пути снижения влияния нелинейных искажений на качество работы системы, в частности применением многопозиционной сигнальной кодовой конструкции. Рассмотрена взаимосвязь позиционности сигнально-кодовой конструкции и дальности связи при фиксированных параметрах нелинейности.

Рассмотрена возможность увеличения спектральной эффективности системы связи за счет применения многоуровневых методов модуляции сигнала каждого абонента.

В полученные в третьей главе результаты дают инженеру разработчику математический аппарат, позволяющий без сложных вычислительных затрат рассчитать качество связи при заданных параметрах УМ, а также позволяют

выбрать параметры ППТ и вид СКК для обеспечения наилучшего качества связи.

В четвертой главе диссертационной работы произведено сравнение полученных теоретических результатов с результатами, полученными другими авторами. Проведено компьютерное имитационное моделирование ППТ, которое подтвердило корректность полученных в третьей главе результатов и возможность их использования в инженерной практике.

Поэтому полученные в работе теоретические зависимости были использованы для выбора параметров реальной OCDMA системы «CDMA РКК- 3/5», а именно: для выбора СКК и для формирования технического задания на УМ СВЧ-передатчика. Результаты измерения характеристик системы и УМ подтвердили результаты проведенного в настоящей диссертационной работе теоретического исследования.

В заключении приведены кратко сформулированные основные результаты и выводы, полученные в ходе работы над диссертацией. Намечены направления дальнейших исследований.

Глава 1. Искажения, возникающие в приемо-передающем тракте.

§1.1. Структурная схема OCDMA системы связи.

OCDMA система связи, как и любая система связи, состоит из источника информации, канала передачи данных и получателя информации. Ввиду того, что в OCDMA системе в канале передачи данных передаются и принимается сложный групповой сигнал, то более правильное название канала передачи данных – приемо-передающий тракт. Под ППТ понимают совокупность технических средств, обеспечивающих независимую передачу сигналов от передатчика к приемнику по линии связи (паре проводов, кабелю, волноводу, области свободного пространства). Для OCDMA системы передачи данных весь ППТ можно представить в следующем виде (рис. 1.1).

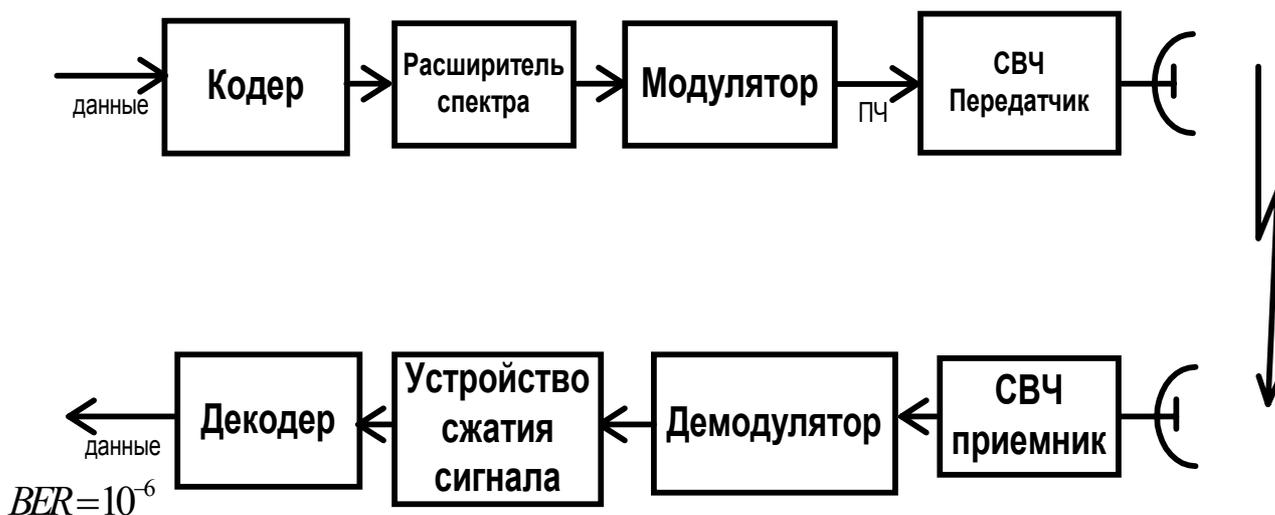


Рис. 1.1. Общая структурная схема OCDMA системы связи.

В представленной на рис. 1.1 схеме кодер (декодер) выполняет помехоустойчивое кодирование (декодирование) передаваемой информации, когда в передаваемый сигнал определенным образом вводится избыточная

информация, позволяющая на приемном конце с большей достоверностью вынести решения о передаваемых данных, чем если рассматривать вводимую избыточность просто как увеличение энергии сигнала. Вопросы помехоустойчивого кодирования – это отдельная большая тема для исследования и данной работе не затрагивается [41].

В расширителе спектра и устройстве сжатия сигнала (УСС) происходит соответственно наложение на передаваемую информацию ОП и корреляционная обработка принятого сигнала. Данные операции осуществляются в основном в цифровом виде и не вносят дополнительных искажений в сигнал. Существуют также методы корреляционной обработки принятого сигнала при помощи ПАВ элементов.

В модуляторе происходит формирование радиосигнала в соответствие с передаваемой информацией и используемой схемой модуляции, а в демодуляторе соответственно извлечение информации из принятого радиосигнала. При этом в модуляторе и демодуляторе может происходить дополнительная обработка радиосигнала для устранения помех, возникающих при распространении сигнала в линии передачи данных (многолучевость, замирания, дисперсия) [42,43]. В настоящей диссертационной работе проблема минимизации помех, возникающих при распространении сигнала, ввиду своей обширности, не рассматривается.

СВЧ передатчик и СВЧ приемник отвечают за перенос сформированного радиосигнала на рабочую частоту (от долей до десятков гигагерц) и обратно, а также за усиление сигнала. На сегодняшний день существуют радиосистемы передачи данных, где СВЧ передатчик и модулятор (СВЧ приемник и демодулятор) реализуются одним устройством – это так называемые системы с прямым переносом спектра. Результаты настоящей работы могут в равной мере быть применены как для систем с прямым переносом, так и для систем, где модулятор и демодулятор представляют собой отдельные блоки.

Кроме представленных на рис. 1.1 блоков любая система передачи информации включает в себя устройства временной и фазовой синхронизации. Синтез и анализ данных устройств – сложная задача для отдельного исследования. Ниже в данной главе будут рассмотрены некоторые аспекты работы устройств синхронизации.

Каждая из частей ППТ вносит свои типичные искажения в сигнал. Уровень и свойства данных искажений зависят от конкретной реализации рассматриваемых частей ППТ. Существуют методы, позволяющие минимизировать уровень искажений, возникающих в ППТ. Ниже в данной главе отдельно рассмотрены искажения, возникающие в каждом из блоков ППТ, а также пути их минимизации.

Однако, прежде чем перейти непосредственно к рассмотрению отдельных блоков системы, определимся с понятиями «качество связи», «спектральная эффективность», и возможностью их количественной интерпретации, а также рассмотрим обобщенную модель формируемого в OCDMA колебания.

§1.2. Критерии качества связи, спектральная эффективность.

Основным критерием качества связи в современных цифровых системах связи считается относительное количество ошибочно принятых бит (BER) [44]. Для большинства систем связи канал передачи данных считается хорошим если $BER < 10^{-6}$. Для фиксированной сигнально-кодовой конструкции при большом времени измерения, базе $L \gg 1$ и известных характеристиках помехоустойчивого кода BER однозначно связан с отношением сигнал/помеха $\frac{S}{N}$ на входе декодера (выход УСС) [45,46,71], где S - средний квадрат сигнальной компоненты (передаваемого информационного символа), а N - дисперсия помеховой компоненты. При модуляции вида ФМ-2 и отсутствии помехоустойчивого кодирования $BER = 10^{-6}$ достигается при $\frac{S}{N} \cong 13.5\text{дБ}$, для канала с БГШ. Применение

помехоустойчивого кодирования позволяет достичь тех же показателей качества при $\frac{S}{N} < 9\text{дБ}$.

Как уже упоминалось выше вопросы помехоустойчивого кодирования в настоящей диссертационной работе не рассматриваются, ввиду обширности данной темы. Для учета наличия помехоустойчивого кодирования можно воспользоваться характеристикой конкретного применяемого в системе кодека, так как для большинства существующих на сегодняшний день кодов известны зависимости BER на выходе декодера от $\frac{S}{N}$ на входе (для канала с БГШ).

При базе $L \gg 1$ сигнал на входе декодера OCDMA системы подчиняется гауссовскому закону распределения [43,47,48,71], а ППТ может быть рассмотрен, как канал передачи данных с БГШ. Поэтому в дальнейшем в качестве основного критерия качества связи будем использовать отношения $\frac{S}{N}$ на выходе УСС. Заметим, что знание $\frac{S}{N}$ позволяет не только правильно рассчитать качество связи, но и при заданных требованиях к BER правильно выбрать критерий принятия решения о передаваемом символе и тип модуляции с целью достижения максимально-допустимой пропускной способности, определяемой из формулы Шеннона как

$$C = \Pi \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1.1)$$

где C бит/с - предельная скорость безошибочной передачи информации, измеряемая в бит/с; Π Гц - спектральная полоса, занимаема сигналом [45].

Спектральная эффективность системы связи ξ однозначно связана с пропускной способностью системы¹ как

$$\xi = c / \Pi \text{ битс} / \text{Гц}, \quad (1.1a)$$

где c - максимальная пропускная способность системы.

¹ Здесь не рассматривается возможность применения многосекторных антенн и развязки по поляризации.

Таким образом, из (1.1) и (1.1a) следует, что максимально-возможная спектральная эффективность системы однозначно связана с качеством связи и равна $\xi^{MAX} = \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right)$, поэтому оптимизация параметров ППТ с точки зрения качества связи, одновременно создает возможность повышения спектральной эффективности системы, выбором соответствующей СКК.

§1.3. Обобщенное представление формируемого в OCDMA системе колебания.

В первом приближении OCDMA система, может быть рассмотрена как система с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ), когда передаваемая информация преобразуется в отсчеты $I(k)$ и $Q(k)$ квадратурных компонент, следующих с частотой f_c . Из этих отсчетов формируется на частоте f_0 полосовое колебание

$$x(t) = I(t) \cos 2\pi f_0 t + Q(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (1.2)$$

Для приведенных в данной главе рассуждений подобное обобщенное представление формируемого в OCDMA системе колебания (1.2) является вполне достаточным.

Более детально формируемое колебание может быть представлено как

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = A_1 b(t) \cos(\omega_0 t) + A_1 \tilde{b}(t) \sin(\omega_0 t) \quad (1.3)$$

где A_1 , соответствующая одному информационному каналу, амплитуда

$$A(t) = A_1 \sqrt{b^2(t) + \tilde{b}^2(t)}, \quad \varphi(t) = -\arctg \frac{\tilde{b}(t)}{b(t)}, \quad (1.3a)$$

$$b(t) = \sum_{k=1}^K q_k b_k(t);$$

$$\tilde{b}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1.3b)$$

где K - число одновременно работающих информационных каналов, q_k и $\tilde{q}_k \in \{-1, 1\}$ передаваемые в каждом канале, в синфазной и квадратурной

компоненте, случайные, независимые двоичные символы, а $b_k(t)$ и $\tilde{b}_k(t)$ - колебания длительностью T_s из ортогонального ансамбля.

Для передачи двоичных информационных символов каждого канала могут быть использованы различные сигнально-кодовые конструкции, определяемые связью между информационными символами и сигналами из ортогонального ансамбля в сочетании с манипулируемыми параметрами q_k , \tilde{q}_k . При этом алгоритмы функционирования устройств формирования сигналов и определения информационных символов (детектирования) будут различны.

Приводимые в настоящей работе численные результаты относятся к случаю, когда каждому информационному каналу предписывается своя квадратура и свой сигнал из ансамбля, а передача информации осуществляется путем сопоставления двоичных информационных символов манипулируемым параметрам q_k и \tilde{q}_k . То есть информационному каналу соответствует сигнал с ФМ-2 модуляцией в одной из квадратур. Данный вид модуляции близок применяемым на сегодняшний день способам модуляции в реально существующих CDMA системах [49]. Полученные для него результаты можно будет легко обобщить на другие виды квадратурной модуляции, путем введения дополнительных весовых множителей. В следующих главах будут рассмотрены и другие сигнально-кодовые конструкции.

Теперь, после рассмотрения общей структурной схемы OCDMA системы связи, модели формируемого колебания, и выбора основного критерия качества связи, можно перейти непосредственно к анализу отдельных составляющих системы, с точки зрения их влияния на отношение $\frac{S}{N}$ на выходе УСС.

§1.4. Модулятор-Демодулятор.

Модулятор OCDMA системы, как и любой другой связной радиосистемы, должен формировать радиосигнал в соответствие с передаваемой информацией, а демодулятор соответственно извлекать информацию из принятого радиосигнала. До последнего времени применялись в основном аналоговые модуляторы (демодуляторы), что было обусловлено неразвитостью элементной базы. Получаемые таким образом аналоговые схемы имели целый ряд существенных недостатков: высокие аппаратные погрешности, низкую повторяемость получаемых характеристик, сильную зависимость характеристик от внешних условий (напряжение питания, температура окружающей среды, место размещения на печатной плате).

Сегодня все более популярными становятся цифровые методы формирования и обработки радиосигналов не имеющие подобных недостатков. При этом реализация цифровых схем может быть сделана как на «жесткой» логике, так и программно, на цифровых сигнальных процессорах. Реализация на цифровых процессорах позволяет быстро и без аппаратных переделок изменять алгоритм работы устройства, но отстает по быстродействию от устройств на «жесткой» логике. Ниже рассмотрены основные особенности цифрового формирования и демодуляции радиосигнала.

Формирования радиосигнала в соответствии с (1.2) цифровым методом вносит целый ряд искажений в сигнал. Очевидной причиной возникновения указанных искажений являются погрешности вычислений, которые легко можно уменьшить, путем увеличения разрядности чисел. Поэтому здесь будет уделено внимание более сложному эффекту, роль которого растет с приближением полосы сигнала к максимальным тактовым частотам цифровой схемы. Причиной возникновения рассматриваемых искажений является произвольный выбор частот f_c и f_{np} , где f_{np} -

промежуточная частота (центральная частота формируемого радиосигнала, для систем с прямым переносом частоты она же является несущей частотой излучаемого в эфир колебания f_0), а f_c - частота смены знака используемых в системе ОП.

Физика возникновения рассматриваемых искажений (шумов формирования) следующая. При передаче информации входные отсчеты $I(k)$ и $Q(k)$ можно полагать независимыми с одинаковой статистикой, поэтому спектр этих последовательностей имеет характер белого шума, периодически повторяющегося с периодом f_c . В модуляторе этот спектр пропускается через некоторые фильтры и переносится на частоту f_{np} с разделением на положительные и отрицательные частоты. При этом происходит наложение сдвинутых спектров последовательностей $I(k)$ и $Q(k)$. Если f_{np} не кратно f_c , то происходит наложение некоррелированных участков спектра, что эквивалентно возникновению собственных шумов, названных шумами формирования. Если f_{np} кратно f_c , то происходит наложение спектров, сдвинутых на частоту, кратную периоду повторения. В результате несколько изменится “окраска” спектра, а дополнительного шума не возникнет.

В целом рассмотренные выше помехи могут быть минимизированы либо правильным выбором частот f_{np} и f_c , либо повышением тактовой частоты f_d , и не представляют серьезной проблемы для частот передачи данных ниже чем 10Мбитс.

Более серьезной проблемой являются инерционные искажения, которые в OCDMA системах приводят к нарушению свойств ортогональности ансамблей сигналов. Основными причинами их возникновения является требование к форме спектра излучаемых колебаний, а именно, конечная его ширина, а также уменьшение полосы пропускания фильтров на входе приемника для снижения шумов дискретизации при фиксированной частоте дискретизации f_d . В следствие указанных причин

отклик тракта на δ - импульс имеет длительность большую, чем $T_q = 1/f_q$, что приводит к наложению соседних откликов (межсимвольная интерференция) и к случайным погрешностям. Более строго межсимвольную интерференцию можно определить как:

$$МСИ(\tau) = 10 \lg \left(\frac{\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} h_T^2 \left(\frac{n}{f_q} + \tau \right)}{h_T^2 \left(\frac{0}{f_q} + \tau \right)} \right) \text{дБ}, \quad (1.4)$$

где $h_T(t)$ - импульсный отклик ППТ, а τ ошибка временной синхронизации. Легко показать, что отношение $\frac{S}{N}$ в ППТ обратно пропорционально уровню межсимвольной интерференции и количеству активных абонентов.

Для минимизации межсимвольной интерференции при формировании спектра сигнала обычно применяют цифровые фильтры типа «поднятый косинус» (*ПК* фильтр) или «корень квадратный из поднятого косинуса» ($\sqrt{ПК}$), позволяющие формировать радиосигнал с шириной спектра равной $\approx f_q$ и устраняющие межсимвольную интерференцию [50,51]. Импульсный отклик $\sqrt{ПК}$ фильтра можно представить как,

$$h(t) = 4r \frac{\cos \left((1+r)\pi \frac{t}{T_q} \right) + \frac{\sin \left((1-r)\pi \frac{t}{T_q} \right)}{4r \frac{t}{T_q}}}{\pi \sqrt{T_q} \left(\left(4r \frac{t}{T_q} \right)^2 - 1 \right)} \quad (1.5)$$

, где r - фактор сглаживания $0 \leq r \leq 1$. Чем меньше r тем более АЧХ фильтра приближается к прямоугольной и тем слабее затухает импульсный отклик фильтра. В результате свертки (1.5) с самим собой получим импульсный отклик *ПК* фильтра

$$h^{PK}(t) = h(t) \otimes h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{\pi r t}{T_c}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \left(1 - \frac{4r^2 t^2}{T_c^2}\right)} \quad (1.5a)$$

Таким образом применение \sqrt{PK} фильтров на приемном и передающем концах позволяет не только и реализовать схему оптимального приема для однолучевого канала с БГШ [45], но и минимизировать МСИ.

Из (1.5) видно, что импульсный отклик фильтра бесконечен во времени, поэтому идеальный \sqrt{PK} практически нереализуем. На практике обычно используют аппроксимацию идеальной характеристики \sqrt{PK} фильтра, используя цифровой трансверсальный фильтр, где в качестве весовых коэффициентов берутся отсчеты импульсного отклика \sqrt{PK} фильтра. Данный подход позволяет сформировать спектр радиосигнала близкий к прямоугольному и снизить уровень межсимвольной интерференции до пренебрежимо малого уровня. Так в реальной OCDMA системе «CDMA РКК- 3/5» уровень межсимвольной интерференции составляет -25дБ (что соответствует $\frac{S}{N} = 25\text{дБ}$ при всех активных абонентах).

При этом спектр сигнала формируется цифровым способом при помощи 40 отводного трансверсального фильтра.

Отметим также, что применение \sqrt{PK} фильтра повышает требования к тактовой синхронизации [47], так подставив (1.5) в (1.4), получим $\frac{S}{N}(\tau) \approx \frac{1}{МСИ(\tau)}$. На рисунке 1.2 приведены кривые, отражающие зависимость отношения сигнал/помеха от ошибки тактовой синхронизации (полагается полная загрузка абонентами). Из представленных на рис. 1.2 зависимостей видно, что при ошибке временной синхронизации не более чем $\frac{T_c}{10}$ ($T_c = \frac{1}{f_c}$) отношение $\frac{S}{N}$ будет не менее 15дБ, что представляется достаточным для передачи информации с качеством $BER < 10^{-6}$.

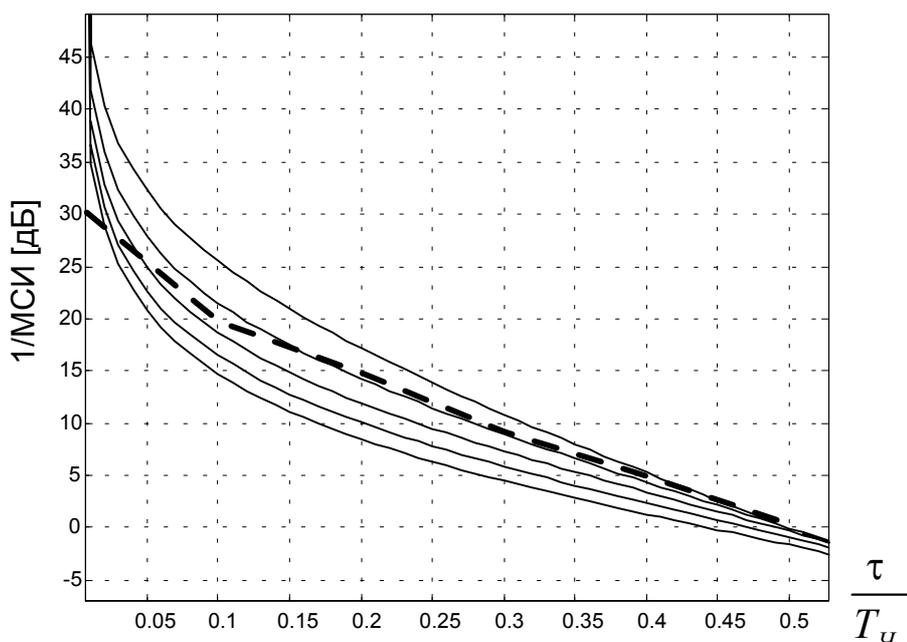


Рис.1.2. Зависимость МСИ при полной загрузке от ошибки временной синхронизации для различных реализаций \sqrt{PK} фильтра.
 Сплошные кривые снизу-вверх: $r = 0; 0.25; 0.5; 0.75; 1$
 Пунктирная кривая - результат исследования макета системы "CDMA РКК- 3/5".

Погрешности, обусловленные прохождением из квадратуры в квадратуру.

Сформированный цифровым методом радиосигнал имеет бесконечный периодический спектр. Поэтому спектр сигнала на выходе ЦАП будет обогащен гармониками. Для выделения нужной спектральной составляющей необходимо применять аналоговые полосовые фильтры (АПФ). Как известно из [52-53] неидеальность характеристик АПФ приводит к повышению взаимного влияния квадратурных составляющих радиосигнала, что негативно сказывается на качестве связи и не устраняется фазовой синхронизацией. Для уменьшения влияния помех, обусловленных АПФ, можно применять эквалайзер или, как показано в работе автора [52], уровень помех может быть уменьшен без применения эквалайзера, если спектральную маску сигнала формировать цифровыми методами используя АПФ с расширенной полосой пропускания.

В целом, как следует из результатов, полученных в [52], при соответствующем выборе характеристик АПФ на выходе УСС возможно получить $\frac{S}{N^{АПФ}} > 30\text{дБ}$, где $N^{АПФ}$ - энергия помехи, обусловленная неидеальностью АПФ.

Шумы, возникающие при синхронной демодуляции при разделении квадратурных компонент и обусловленные наличием паразитных спектральных компонент в дискретном колебании на выходе АЦП.

Важным моментом при разработке цифровых схем демодулятора является выбор таких алгоритмов, которые в наибольшей мере соответствовали бы математической модели процесса демодуляции (переноса спектра сигнала (1.2) на видеочастоту с выделением его квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$) при минимальной сложности устройств. При разработке таких алгоритмов зачастую приходится отходить от общепринятых схем демодуляции (схем аналогичных применяемым в аналоговой схемотехнике (рис. 1.3а)). Так в работе автора [54] рассмотрен вариант построения схемы цифрового демодулятора, работающего на основе преобразования Гильберта (рис. 1.3 б) и показаны ее значительные преимущества по количеству вычислительных затратах, перед общепринятой схемой построения демодулятора. Из результатов, полученных в [54], видно, что при современном развитии цифровой техники возможно получить $\frac{S}{N^{ДЕМ}} > 40\text{дБ}$, где $N^{ДЕМ}$ - энергия помехи, обусловленная цифровой демодуляцией принимаемого сигнала.

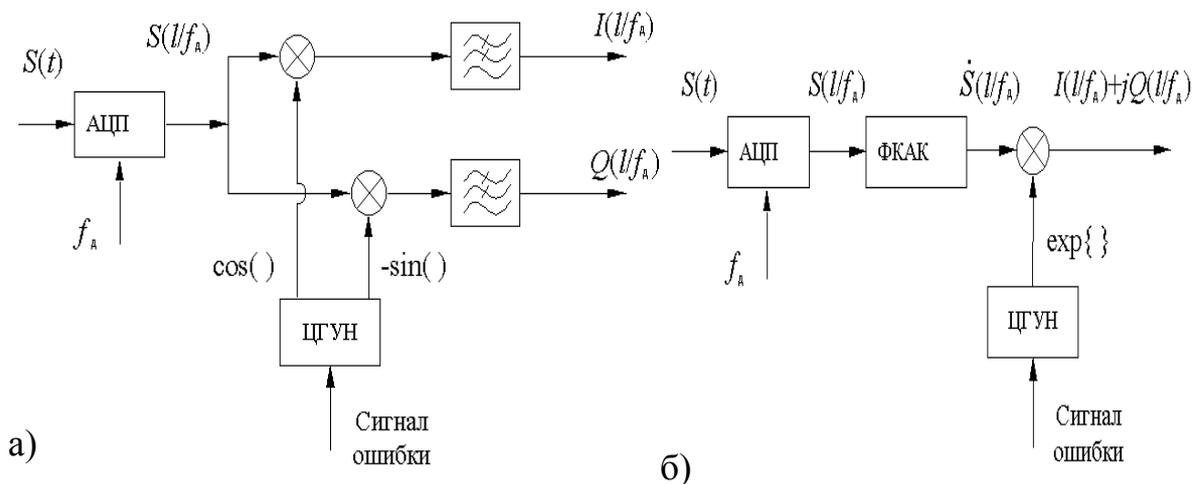


Рис.1.3 Схемы цифрового синхронного демодулятора (ЦГУН – цифровой генератор, управляемый напряжением; ФКАК – формирователь комплексного аналитического колебания построенный на основе преобразования Гильберта).

В целом из вышеизложенного следует, что в шум, вносимый устройствами цифровой модуляции-демодуляции сигнала, может быть минимизирован до уровня -25дБ при приемлемых аппаратных затратах и идеальной синхронизации. При этом основной вклад в помеху будут вносить линейные искажения, обусловленные ограниченностью спектра радиосигнала. Наиболее эффективным на сегодняшний день способом борьбы с линейными искажениями является приведение частотной характеристики (ЧХ) ППТ к частотной характеристики ПЧ фильтра. Для этого применяют фильтр типа $\sqrt{ПК}$ в передатчике и аналогичный в приемнике, а полосу пропускания АПФ берут шире полосы излучаемого сигнала. Данное решение позволяет не только минимизировать МСИ, но и реализовать схему оптимального приема для однолучевого канала с БГШ.

Исходя из вышеизложенного, в дальнейшем будем полагать, что спектр излучаемого сигнала формируется в модуляторе при помощи $\sqrt{ПК}$ фильтра, избирательные свойства приемника реализуются аналогичным $\sqrt{ПК}$ фильтром.

§1.5. Устройства синхронизации.

Для мобильных систем связи вопрос установления и поддержания синхронизма между участниками связи – один из основных вопросов, которые приходится решать при проектировании системы связи. В системах фиксированной связи вопрос синхронизации стоит менее остро, однако для OCDMA систем связи существуют некоторые особенности, которые необходимо учитывать при проектировании схем слежения и вхождения в синхронизм. Часть из них рассмотрена в работе автора [47], где показана возможность применения при создании алгоритма вхождения в синхронизм модели канала с БГШ, а также рассмотрена область применения данной модели в OCDMA системах.

Для построения систем фазовой синхронизации можно воспользоваться стандартными решениями, подробно рассмотренными в [48,55,56].

Более серьезной проблемой является синтез цифровой схемы слежения за задержкой. Как следует из рис. 1.3 качество работы весьма сильно зависит от точности слежения за задержкой. В большинстве известных схем слежения [43,48,57] точность слежения и шумовые характеристики схемы напрямую зависят от частоты дискретизации f_d - чем выше частота, тем выше точность и лучше шумовые характеристики. К сожалению в OCDMA системах связи повышение частоты дискретизации приводит к серьезным аппаратным затратам. В качестве альтернативного варианта при проектировании OCDMA системы «CDMA РКК- 3/5» был предложен вариант модификации классической дискриминационной схемы. Модификация заключалась во введении в петлю обратной связи схемы интегрирующего звена со сбросом по уровню сигнала на входе интегратора. Данная модификация не только свела максимальную ошибку синхронизации к величине $\Delta\tau_{\text{макс}} = T_d = \frac{1}{f_d}$, но и позволила синтезировать схему слежения за задержкой со сколь угодно малой шумовой полосой.

В результате проведенной работы для OCDMA системы «CDMA РКК-3/5» была построена система фазовой и временной синхронизации, обеспечивающая практически идеальное слежение за фазой и задержкой принимаемого сигнала и обладающая шумовой полосой $B_{ШММ} \approx -20\text{дБ}$.

Исходя из вышесказанного, при дальнейшем анализе полагается наличие полного синхронизма по фазе и задержке.

§1.6. СВЧ-передатчик (приемник) с антенной.

СВЧ-передатчик (приемник) производит перенос спектра радиосигнала вверх (вниз) и усиливает излучаемый (принимаемый) радиосигнал. Антенна также усиливает излучаемый (принимаемый) сигнал, и обеспечивает передачу (прием) радиосигнала в заданном пространственном секторе. Уровень искажений, вносимых данными устройствами величина трудно прогнозируемая и может меняться от реализации к реализации.

Основные возникающие в данных устройствах помехи можно разбить на следующие группы:

Фазовые шумы, возникающие при переносе спектра радиосигнала. Их величина зависит от многих факторов: характеристики опорного генератора, характеристики синтезаторов частоты, характеристики смесителя, номиналы частот. Расчет уровня фазовых шумов и их минимизация является темой для отдельного исследования и здесь не рассматривается. В принципе возможна минимизация уровня фазовых шумов до уровня теплового шума, что имеет место в измерительной аппаратуре. В дальнейшем будем полагать уровень фазовых шумов пренебрежимо малым [58].

Появление дополнительных паразитных гармоник как вне полосы² так и в полосе радиосигнала, обусловленных неидеальностью характеристик таких узлов приемника и передатчика как усилитель мощности передатчика,

² Для большинства радиосистем гармоники находящиеся далеко за полосой радиосигнала отфильтровываются широкополосными фильтрами, стоящими на выходе УМ и практически не вносящими линейных искажений (рис. 1.4)

малошумящий усилитель (МШУ) в приемнике, смесители. Искажения такого рода особенно опасны для промодулированных по амплитуде сигналов, (что имеет место и в OCDMA). При этом как следует из [11-39] основной вклад здесь принадлежит нелинейным искажениям, вносимым УМ передатчика. Уровень шумов, порождаемых УМ, тем больше, чем больше динамический диапазон излучаемого сигнала и требуемая мощность излучения.

Существует несколько путей повышения максимальной выходной мощности УМ, работающего в линейном режиме:

1. Введение цепей обратной связи, как следует из [36,59] позволяет повысить линейность УМ. Основным недостатком такого метода является то, что обратная связь уменьшает коэффициент усиления УМ, который для СВЧ УМ редко превышает 10дБ.
2. Компенсация нелинейных искажений, которая может производиться как на приемном, так и на передающем концах [36,60]. При компенсации в приемнике принятый тестовый сигнал сравнивается с эталонным сигналом. По результату сравнения рассчитывается нелинейная передаточная характеристика УМ и обратная к ней. Применение инверсной характеристики нелинейного УМ позволяет снизить влияние нелинейных искажений на качество связи. При компенсации в передатчике ослабленный сигнал с выхода УМ вычитается из задержанного входного сигнала, результат вычитания отдельно усиливается и складывается с сигналом на выходе УМ. Подобный подход не требует тестового сигнала и позволяет рассматривать УМ как отдельный самостоятельный блок. Использование такого подхода позволяет получать высоколинейные УМ с выходной мощностью до 40Вт.
3. Введение предьискажений также позволяет снизить влияние нелинейных искажений [57]. При динамическом расчете характера предьискажений, данный вариант практически идентичен варианту введения компенсации в передатчике. При фиксированном (рассчитываемом один раз) предьискажении решается задача поиска

оптимальной характеристики предьискажения с учетом возможного разброса параметров УМ.

4. Также широко применяется в практике метод, когда входной сигнал УМ разбивается на ряд сигналов в соответствии с их диапазоном значений. Каждый из этих сигналов усиливается отдельно, после чего они складываются. Недостатком данной схемы является сложность реализации и настройки [36].

Как видно из приведенных выше данных повышение выходной мощности УМ является нетривиальной задачей. Выбор параметров УМ сильно влияет на такие параметры системы как: дальность связи, качество связи, цена системы (экспоненциальный рост цены от выходной мощности). Данное обстоятельство говорит о необходимости как можно более точной оценки требуемых параметров УМ, для уменьшения цены системы и времени на ее разработку.

Выводы по главе 1.

Представленный выше анализ искажений, возникающих в ППТ, показал, что основной вклад в помеху вносят межсимвольная интерференция, обусловленная ограниченностью спектра радиосигнала, и нелинейные искажения, обусловленные неидеальностью УМ [61]. Уровень помех, порождаемых другими частями ППТ, обычно пренебрежимо мал. Рассмотрены пути минимизации МСИ и НИ. Для МСИ показано, что применение согласованных $\sqrt{ПК}$ фильтров в приемнике и передатчике позволяет минимизировать МСИ, и реализовать схему оптимального приема для однолучевого канала с БГШ [45].

Анализ природы и свойств НИ показал, отсутствие эффективных способов их минимизации, и методик расчета их влияния на качество связи в OCDMA системе [11-39].

Поэтому, задача оптимизации параметров приемо-передающего тракта сводится к получению аналитической зависимости отношения сигнал/помеха от параметров нелинейного усилителя мощности при частотной характеристике тракта, соответствующего частотной характеристике фильтра типа поднятый косинус, и формированию на основе полученной зависимости требований к усилителю мощности, для обеспечения заданного качества связи.

Как было показано выше, в отсутствии нелинейных искажений может быть достигнута величина $\frac{S}{N} \approx 25\text{дБ}$, обусловленная в основном МСИ. Данная величина дает нам верхнюю границу отношения сигнал/помеха для нелинейного ППТ. Нижняя граница $\frac{S}{N}$ определена в §1.2 и соответствует $\frac{S}{N} > 13.5\text{дБ}$ (в случае работы без помехоустойчивого кодирования). Обобщая сказанное можно утверждать, что отношение сигнал/помеха обусловленное нелинейными искажениями должно находиться в диапазоне

$$30\text{дБ} > \frac{S}{N_{\text{НЕЛИН}}} > 13.5\text{дБ}. \quad (1.6).$$

Проведенный первой главе общий анализ ППТ и уточнение цели исследования приводят к следующей функциональной модели ППТ (рис. 1.4).

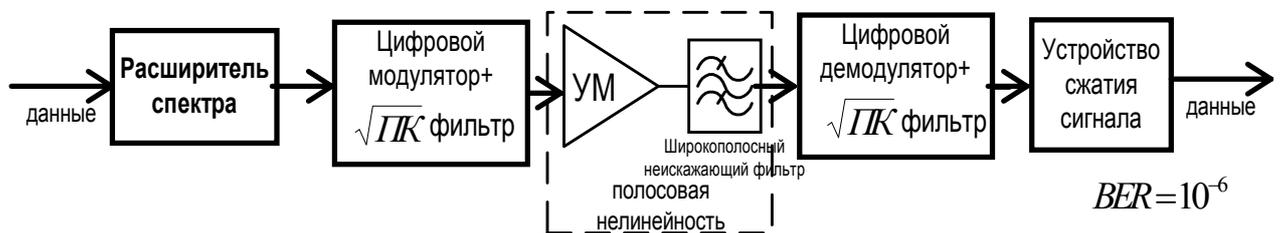


Рис. 1.4. Модель ППТ.

Заметим, что представленная на рис. 1.4 модель не учитывает распространение сигнала в свободном пространстве. Это связано с тем, что условия распространения полагаются идеальными (прямая видимость,

отсутствие многолучевости и замираний). Тепловой шум, который всегда присутствует в канале, здесь также не учитывается, поскольку является аддитивным шумом и не коррелирует с помехами, возникающими в усилителе мощности.

Широкополосный фильтр на выходе усилителя мощности обычно присутствует в реальных радиосистемах. Ширина его полосы пропускания больше ширины спектра излучаемого полезного сигнала, поэтому он не вносит искажений в передаваемый сигнал, подавляя лишь спектральные компоненты вне полосы сигнала.

Характеристики всех элементов модели (рис. 1.4), кроме усилителя мощности, полагаются идеальными. Типичные характеристики УМ будут рассмотрены в следующей главе настоящей работы.

Таким образом, проведенный в настоящей главе анализ позволил выбрать критерий качества связи, уточнить цель исследования и разработать функциональную модель ППТ.

Глава 2. Разработка математической модели ППТ.

§2.1. Выбор модели нелинейности УМ

Построенная в предыдущем параграфе функциональная модель ППТ (рис. 1.4) позволяет построить математическую модель ППТ и произвести анализ влияния параметров тракта на качество связи, однако прежде чем приступить непосредственно к анализу влияния НИ на качество работы необходимо точнее определиться с характером нелинейности УМ. Конечно, существуют методы анализа нелинейных звеньев позволяющие с большой достоверностью определить статистические характеристики сигнала на выходе произвольной нелинейности, но эти методы весьма громоздки, а полученные при их помощи результаты могут быть сложны для восприятия [62]. В то время как более подробное исследование характера возникающих в УМ искажений позволит применять более простые и адекватные поставленной задачи методы анализа.

Ниже рассмотрены основные виды УМ, применяемых в радиосвязи [32-36]:

- усилители на лампе бегущей волны (ЛБВ);
- магнетроны (для узкополосных радиосигналов);
- транзисторные УМ.

ЛБВ усилители и магнетроны обладают более высокой выходной мощностью и эффективностью, чем транзисторные УМ, однако последние более надежны, имеют меньшие массогабаритные характеристики и обладают большей линейностью. Уменьшение излучаемой мощности, в случае применения транзисторного УМ, компенсируется применением АФАР. Поэтому транзисторные УМ получили более широкое распространение в радиосвязи, чем усилители других типов, однако в военных целях магнетроны и ЛБВ усилители, ввиду их большой выходной мощности, также имеют широкое применение.

Для дальнейшего рассмотрения выберем транзисторные УМ и ЛБВ усилители, как наиболее часто применяемые в современных системах связи. На рис. 2.1 представлены типичные амплитудные характеристики данных УМ.

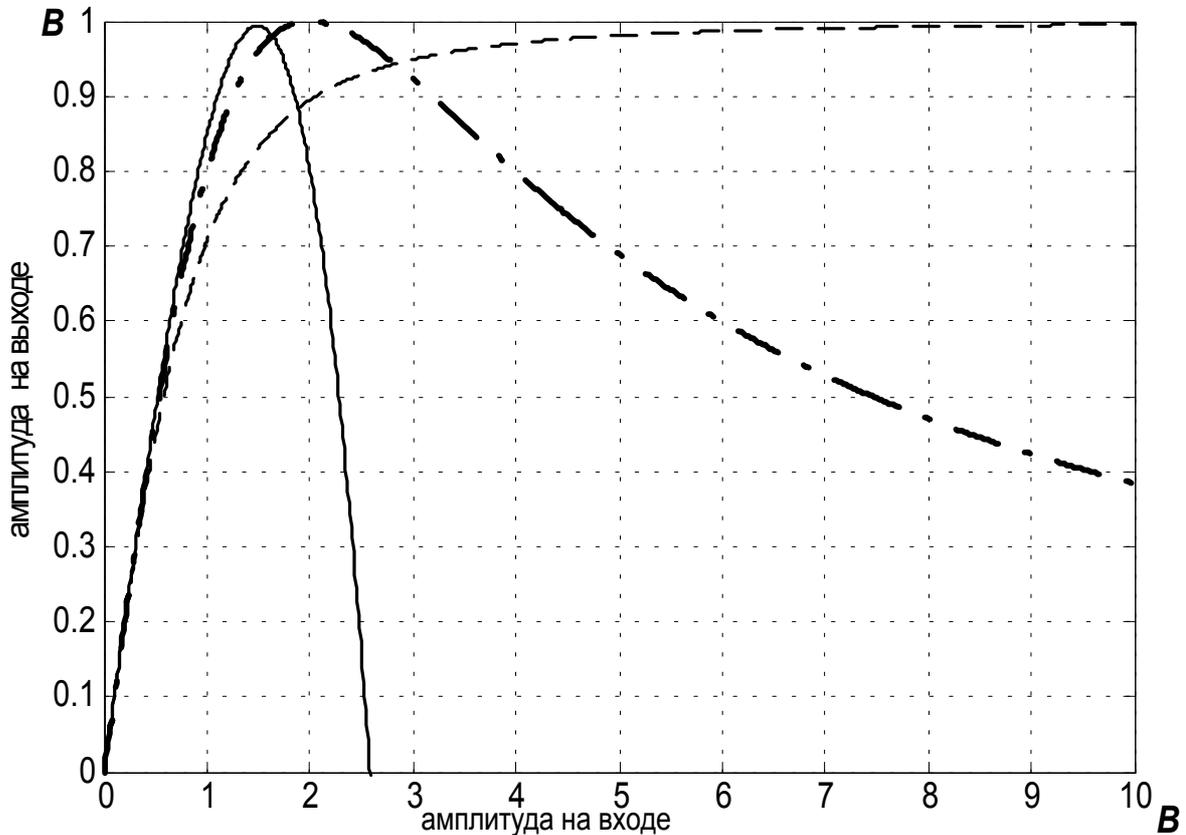


Рис. 2.1. Нормированные характеристики УМ (коэфф. усил. =1, точка ограничения = 1В).

- сплошная кривая - для кубической модели УМ
- пунктирная кривая - транзисторный УМ
- штрих-пунктирная кривая - ЛБВ УМ

Зависимость выхода $F(x)$ от входа x для выбранных УМ в первом приближении может быть представлена следующей формулой.

$$F(x) = \begin{cases} x; & |x| \leq c \\ c; & x > c \\ -c; & x < -c \end{cases}, \quad (2.1)$$

где c - точка ограничения (точка насыщения). Графически данная зависимость представлена на рис. 2.2.

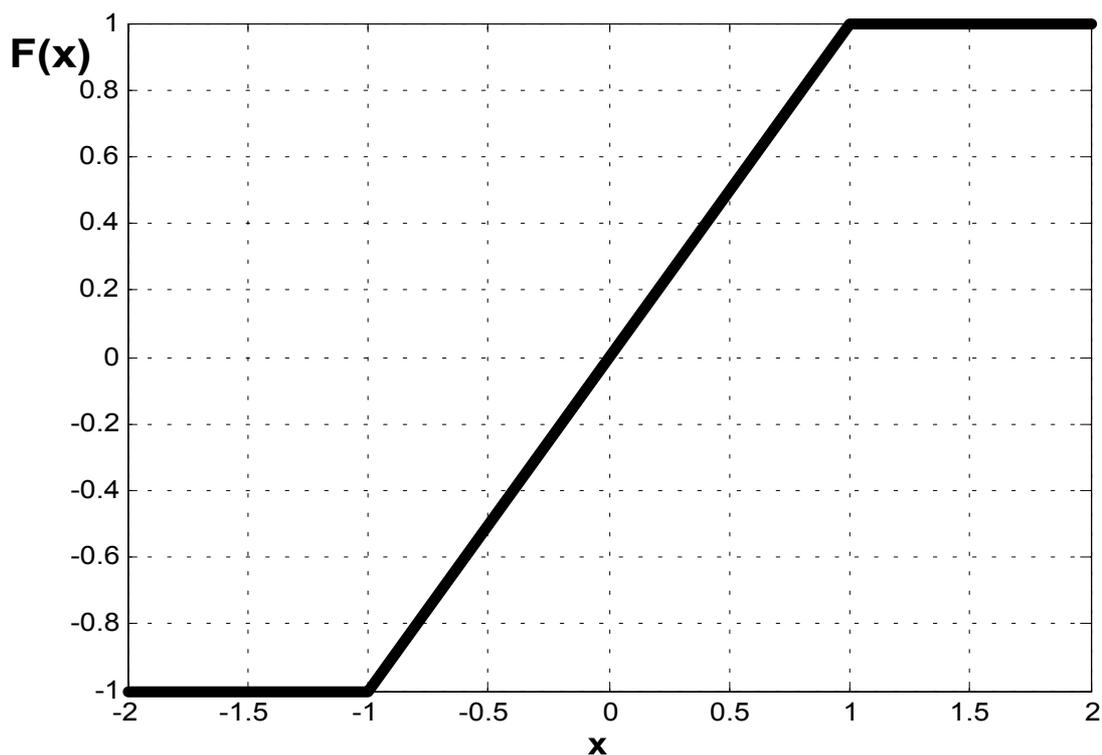


Рис. 2.2. Модель усилителя мощности при $c=1$.

Из (2.1) следует, что УМ имеет единичный коэффициент усиления $K_{vc}(x) = \frac{F(x)}{x}$ при $|x| < c$. Для реальных УМ это упрощение не справедливо, однако оно не уменьшает общность анализа, так как реальный УМ можно рассматривать как последовательное соединение нелинейного УМ с единичным коэффициентом усиления и идеальным УМ с коэффициентом усиления соответствующим реальному УМ. В дальнейшем при анализе будем полагать.

$$\lim_{|x| \rightarrow 0} \frac{F(x)}{x} = 1 \quad (2.2)$$

Как видно из (2.1) при увеличении входной мощности, УМ начинает себя вести как жесткий ограничитель (2.2).

$$\lim_{x \rightarrow \infty} F(x) = c \times \text{sign}(x) \quad (2.3)$$

При этом реальный УМ работает с максимальным КПД. Поэтому в системах, где требуется большая мощность излучения при высоком КПД (спутниковый

ретранслятор) УМ работают в существенно нелинейном режиме (усилитель класса D). При таком режиме работы используются сигнально-кодовые конструкции, обладающие постоянной огибающей и, как следствие, мало чувствительные к нелинейности (ФМ-2, ФМ-4, ЧМ).

В СКК, используемых в OCDMA системах, формируемый радиосигнал имеет большой динамический диапазон $\sim 10\lg L$ дБ (L – база сигнала), и передаваемая информация содержится как в фазе, так и в амплитуде радиосигнала. Существуют работы, в которых рассматриваются различные виды СКК для OCDMA систем, с целью минимизации их динамического диапазона. В данных работах показано, что нельзя значительно снизить ДД радиосигнала DS-CDMA системы без потери спектральной эффективности [27,38,63,64]. Поэтому для DS-CDMA системы желательно, чтобы УМ передатчика работал в линейном режиме, ниже точки ограничения (2.1). УМ, удовлетворяющие этому условию, относятся к УМ класса А. Их цена растет экспоненциально от максимальной выходной мощности, поэтому правильный выбор УМ может значительно удешевить систему при приемлемом качестве работы.

Для выбора УМ с требуемыми характеристиками, если оперировать моделью (2.1), достаточно знать точку ограничения. При этом анализ имеет смысл, если мы работаем в точке, близкой к точке ограничения. В противном случае УМ не искажает сигнал. К сожалению, характеристика, соответствующая (2.1) верна только в первом приближении. Как известно из работ [59,65,66] практически не существует универсальной модели УМ, характеризующей его нелинейность. Ниже рассмотрены наиболее часто применяемые подходы к аппроксимации реальной амплитудной характеристики УМ.

Кусочно-линейная аппроксимация

При данном виде аппроксимации [19,36] характеристика УМ представляется ломанной линией. Такая аппроксимация позволяет достаточно точно описывать поведение нелинейного устройства при работе в точках, где у

реальной характеристики присутствует явный излом. При работе на других участках реальной характеристики применение данной аппроксимации может привести к дополнительным вычислительным затратам или к снижению точности (адекватности) моделирования.

Дробно-полиномиальные функции

Данная аппроксимация качественно достаточно точно описывают реальную нелинейность УМ [17,18,26,30]. Выход нелинейного УМ в этом случае может быть представлен как:

$$F(x) = \frac{4cx}{x^2 + 4c^2} - \text{для ЛБВ усилителя}$$

$$F(x) = \frac{x}{\sqrt{1 + \left(\frac{x}{c}\right)^2}} - \text{для транзисторного усилителя}$$

где c - точка ограничения.

Однако, как и в случае аппроксимации рядом ортогональных функций, не существует простой отработанный методики, чтобы рассчитать передаточную функцию реального УМ, используя данный вид аппроксимации.

Аппроксимация рядом Тейлора

$$F(x) = x + \alpha_2 x^2 + \alpha_3 x^3 + \alpha_4 x^4 + \alpha_5 x^5 + \alpha_6 x^6 + \dots \quad (2.4)$$

позволяет достаточно точно описывать нелинейность до точки насыщения [25,29,32,33]. Естественно, что при увеличении длины аппроксимирующего полинома увеличивается точность, аппроксимации, но при этом возрастает сложность анализа и сложность расчета передаточной характеристики. На практике редко используют полином со степенью выше третьей. В некоторых работах [29,25] применяется аппроксимирующий полином пятого порядка, однако как видно из [29] учет компонент пятого порядка практически не отражается на результатах анализа. Модель (2.4) достаточно точно описывает транзисторный УМ ниже точки ограничения. Данная модель не является оригинальной и применяется многими авторами, при анализе нелинейности УМ [25,29,32,33,59,67].

Для получения передаточной функции УМ при использовании модели (2.4) обычно применяют двухчастотный метод тестирования [65,68,69], когда на вход УМ подается сумма двух близких по частоте гармонических сигналов (2.5)

$$z = A \sin(\omega t) + A \sin(\omega t + \Delta\omega t), \quad \Delta\omega \ll \omega \quad (2.5)$$

и измеряется уровень интермодуляционных компонент вблизи частоты входного сигнала, то есть компонент с частотами равными

$$\begin{aligned} \omega_{2n-1} &= n\omega - (n-1)(\omega + \Delta\omega) \\ \omega_{2n-1} &= n(\omega + \Delta\omega) - (n-1)\omega \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $n \in N$, индекс $2n-1$ соответствует порядку интермодуляции. Мощность тестового колебания при измерении параметров УМ выбирают равной средней рабочей мощности. Как следует из (2.6) данный метод позволяет анализировать лишь вклад нечетных гармоники, но, как будет показано ниже, членами полинома с четными степенями в реальных радиосистемах можно пренебречь. Это связано с тем, что после УМ в реальных системах связи стоит широкополосный неискажающий фильтр, пропускающий лишь компоненты вблизи несущей радиосигнала (рис. 1.4). Действительно если на вход нелинейного УМ, описываемого рядом Тейлора третьего порядка, поступает сигнал вида (1.2) то после прохождения фильтра будем иметь:

$$y(t) = \left(I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)Q(t) \right) \cos\omega t + \left(Q(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 Q^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 Q^2(t)I(t) \right) \sin\omega t \quad (2.7)$$

То есть вклад в нелинейные искажения вносят лишь кубический член полинома. Поэтому в дальнейшем в качестве $F(x)$ будем использовать³

$$F(x) = x + \alpha_3 x^3, \quad (2.8)$$

где $\alpha_3 < 0$, так как иначе не будет обеспечиваться загиб нелинейной характеристики УМ.

³ Как следует из [67] данная аппроксимация нелинейности (2.8) справедлива для большинства УМ и без учета широкополосных фильтров.

Графически (2.8) приведена на рис. 2.1, заметим, что она претерпевает более сильный загиб, чем реальные характеристики усилителей мощности. Это должно привести к тому, что реальное отношение сигнал/помеха будет несколько выше рассчитанного. Правильность данного предположения будет проверена ниже.

Рассмотрим как зависит относительная мощность интермодуляционной компоненты третьего порядка от параметра α_3 нелинейности вида (2.8). При прохождении сигнала (2.5) через нелинейность (2.8) на выходе будем иметь

$$y(t) = 2A \cos \frac{\Delta\omega}{2} \sin\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right) + 8A^3\alpha_3 \cos^3 \frac{\Delta\omega}{2} \sin^3\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (2.9a)$$

тогда

$$IMD3 = \frac{9}{64} P_m^2 \alpha_3^2, \quad (2.9)$$

где $P_m = 2A^2$ - максимальная мощность тестового колебания (2.5). Заметим, что уровень интермодуляции зависит от мощности тестового колебания, поэтому в справочниках чаще используют другие способы описания усилителя мощности, а именно точка пересечения третьего рода $IP3$ или уровень однодецибельной компрессии⁴ P_0 . Для отечественных производителей СВЧ устройств, которые часто не обладают анализаторами спектра с чувствительностью и разрешающей способностью, позволяющими проводить измерение $IMD3$, использование P_0 является более предпочтительным. Для измерения P_0 на вход обычно подают синусоидальное колебание и измеряют мощность на выходе УМ. При этом P_0 равно мощности, обусловленной линейным членом в (2.4), при которой суммарная мощность на выходе нелинейного элемента P_Σ меньше P_0 на 1 дБ. Для нелинейности вида (2.8) несложно получить, что

⁴ В отсутствие амплитудно-фазовой конверсии все эти три параметра однозначно связаны. Подробное рассмотрение взаимосвязи параметров, характеризующих кубическую нелинейность приведено в приложении №1.

$$\alpha_3 P_0 = -0.073 \quad (2.11)$$

тогда

$$IMD3 = 0.75 \times 10^{-3} \times \frac{P_m^2}{P_0^2}$$

(2.11a)

Преимущества двухчастотного метода тестирования перед измерением P_0 состоит в том, что для амплитудной нелинейности он позволяет не только рассчитать значение параметра α_3 , но и проверить адекватность выбора метода аппроксимации реальной характеристики УМ. Так наличие интермодуляционных частот высшего порядка при мощности тестового сигнала ниже зоны ограничения говорит о неадекватности модели

Заметим, что интермодуляционные частоты высшего порядка могут появиться и в результате превышения мощности тестового колебания точки ограничения, так при неограниченном росте мощности тестового колебания уровень интермодуляционных компонент стремиться к случаю с предельным ограничителем (2.3) [67], при этом.

$$IMD3 = 1/9; IMD5 = 1/25; IMD7 = 1/49 \quad (2.10)$$

АМ/ФМ преобразование.

Рассмотренные выше методы аппроксимации реальной характеристики УМ не учитывают зависимость фазы радиосигнала от амплитуды (преобразования АМ/ФМ), которое особенно заметно в ЛБВ усилителях мощности, а для большинства транзисторных усилителей мощности АМ/ФМ преобразование практически отсутствует. Для учета АМ/ФМ преобразования обычно вводят фазовый множитель. В первом приближении уровень фазовых флюктуаций пропорционален мощности входного сигнала [33,67]

$$\Theta(x) = \frac{x^2}{\alpha} \quad (2.13)$$

В предположении малости искажений связь между входным колебанием (1.2) и выходным $y(t)$ записывается в следующем виде

$$y(t) = (I(t) + \alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t)) \cos \omega_0 t + (Q(t) - \alpha I^3(t) - \alpha I^2(t)Q(t)) \sin \omega_0 t \quad (2.14)$$

Из (2.14) видно, что характер воздействия АМ/ФМ преобразование схож с воздействием полиномиальной кубической нелинейности (2.8), что вероятно упростит дальнейшие вычисления. При подаче на вход УМ, содержащего только АМ/ФМ преобразование, суммы двух гармонических колебаний (2.5) на выходе будем иметь

$$IMD3 = \frac{1}{4} \alpha^2 P_m^2 \quad (2.15)$$

При этом интермодуляционная картина для фазовой и для кубической нелинейности будут практически идентичны, поэтому для того чтобы корректно измерить характеристики УМ с АМ/ФМ преобразованием требуются дополнительные измерения.

При типичном измерении параметров УМ с АМ/ФМ преобразованием на вход УМ подают синусоидальный сигнал с небольшой амплитудной модуляцией

$$x(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t,$$

где $A(1 + m \cos \omega_m t)$ – огибающая входного сигнала. Этот входной сигнал вызывает фазовую модуляцию сигнала на выходе, которая при малых A приблизительно соответствует квадратичному закону:

$$\Theta(t) = \alpha A^2 (1 + 2m \cos \omega_m t + m^2 \cos^2 \omega_m t) \approx \alpha A^2 (1 + 2m \cos \omega_m t), \quad m \ll 1$$

где $\Theta(t)$ измеряется в радианах, и максимальная девиация от средней фазы равна $\Theta_{\max} = \alpha A^2 2m$.

Более долгим способом измерения параметров АМ/ФМ преобразования является измерения фазового набега в УМ в зависимости от мощности входного сигнала путем последовательной подачи гармонического колебания различной амплитуды [70].

Заметим, что на сигнал на выходе УМ не влияет очередность воздействия нелинейностей вида АМ/АМ (кубическая нелинейность) и АМ/ФМ [67]. Действительно если на вход совместной нелинейности вида, описываемой

формулами (2.8), (2.13) подать сигнал $x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ (1.3), то на выходе будем иметь

$$\begin{aligned} F(x) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + \alpha_3 A^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi + \Theta) = \\ &= A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + O(3\omega_0 t) \end{aligned}$$

Пренебрежем членом с аргументом $3\omega_0 t$. Следовательно, выходной сигнал широкополосного фильтра будет

$$\begin{aligned} y(t) &= \left(1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2\right) A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) \approx \left(1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2\right) \times \\ &\times A \left[\cos(\omega_0 t + \varphi) \left(1 - \frac{\Theta^2}{2}\right) - \Theta \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] \end{aligned}$$

Если влияние АМ/ФМ преобразования выражается как $\Theta(x) = \frac{x^2}{\alpha}$, тогда выходной сигнал

$$\begin{aligned} y(t) &\approx A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha A^3 \sin(\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ \frac{3}{4} \alpha_3 \alpha A^5 \sin(\omega_0 t + \varphi) - \frac{1}{2} \alpha^2 A^5 \cos(\omega_0 t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Второе слагаемое – это результирующие искажения из-за амплитудной нелинейности как таковые. Третье и пятое слагаемые представляют собой влияние АМ/ФМ преобразования, а четвертое слагаемое представляет собой совместное влияние АМ/ФМ преобразования и амплитудной нелинейности. Доминирующее влияние при этом будут оказывать первые три слагаемые, тогда выходной сигнал УМ может быть представлен как:

$$y(t) \approx A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha A^3 \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.17)$$

Из (2.17) видно, что продукты нелинейных искажений с учетом двух видов нелинейности можно считать равными сумме продуктов нелинейных искажений от каждого вида нелинейности в отдельности.

Выводы.

Проведенный здесь анализ показывает, что наиболее рационально, с точки зрения простоты использования в последующих вычислениях и адекватности реальной характеристики УМ (ниже точки насыщения), применение мат.

модели УМ в виде кубической нелинейности (2.8). В пользу такого выбора говорит также наличие простой методики измерения характеристик реального УМ подачей на его вход двух близких по частоте гармоник и измерением на выходе уровня *IMD3*.

Учет в математической модели зоны насыщения усложнит модель и потребует дополнительных измерений характеристик реального УМ для получения параметров модели, поэтому в дальнейшем анализе зона насыщения учитываться не будет. В пользу такого выбора можно привести следующие аргументы.

1. Ввиду того, что сигнал ОСДМА системы промодулирован по амплитуде, он будет весьма чувствителен к нелинейным искажениям, поэтому для качественной работы системы средняя мощность сигнала скорей всего должна лежать ниже зоны насыщения.
2. Исходя из качественных соображений, можно предположить, что математическая модель с зоной насыщения будет вносить меньшие искажения, чем аналогичная ей модель без насыщения, так как в таком случае характеристика УМ претерпевает загиб. Действительно из приведенных на рис. 2.1 зависимостей видно, что при том же уровне ограничения модельная характеристика претерпевает больший загиб, чем характеристики реальных УМ. Соответственно анализ, проведенный для модели УМ без зоны насыщения, должен дать нижнюю границу отношения сигнал/помеха для амплитудной нелинейности.

Для повышения общности анализа, в модели также будем учитывать АМ/ФМ преобразование введением фазового множителя с законом изменения фазы определяемым из (2.13). Заметим, что учет АМ/ФМ преобразования (если предположить, что данные помехи некоррелированы) не должен усложнить анализ, поскольку как видно из (2.13), помеховая компонента, обусловленная АМ/ФМ преобразованием имеет схожую математическое представление с помехой, обусловленной кубической

нелинейность, и вероятно оба эти вида нелинейности могут быть проанализированы по общей схеме. Определенную сложность представляет процесс измерения характеристик реального УМ. Как видно из (2.13), (2.7) при двухчастотном методе тестирования нельзя отделить интермодуляцию, связанную с кубической нелинейностью, от интермодуляции, обусловленной нелинейностью вида АМ/ФМ. Поэтому для построения адекватной модели потребуются дополнительные измерения.

Полученную в результате математическую модель нелинейности можно представить формулами (2.8), (2.13). Тогда, при подаче на вход данной модели колебания (1.2), в предположении малости НИ, на выходе широкополосного фильтра (рис. 1.4) получим колебание

$$y(t) = \left(I(t) + \alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)Q(t) \right) \cos \omega_0 t + \left(Q(t) - \alpha I^3(t) - \alpha I^2(t)Q(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 Q^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 Q^2(t)I(t) \right) \sin \omega_0 t \quad (2.18)$$

§2.2. Выбор метода анализа.

Для анализа нелинейных звеньев существует несколько методов анализа. Ниже рассмотрены, наиболее часто применяемые для анализа уровня НИ в CDMA системах.

Непосредственный анализ, когда сигнал на выходе выражается напрямую через функцию, описывающую нелинейное преобразование $y = F(x)$. Это удобный метод в случае, когда $F(x)$ описывается достаточно простой формулой. Основным недостатком метода является то, что он не позволяет учитывать частотно-избирательные свойства ППТ.

Метод преобразований. В нем сигнал на выходе нелинейного элемента описывается через обратное преобразование Фурье [36].

$$y(t) = F(x(t)) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $\Phi(j\omega)$ - преобразование Фурье функции $F(x)$, сделанное с учетом амплитуды входного сигнала. Несмотря на кажущуюся громоздкость данный

метод может быть более эффективен, чем непосредственное вычисление в случае сложного характера нелинейности и входного сигнала. Достоинством этого метода является также то, что он позволяет анализировать инерционные нелинейности. При использовании данного метода обычно требуется знание закона распределения сигнала на входе нелинейного элемента.

Заметим, что вместо преобразования Фурье также может быть использовано преобразование Лапласа.

$$y(t) = F(x(t)) = \frac{1}{2\pi j} \int_C \Phi(s) e^{sx} ds,$$

где C - контур интегрирования, $\Phi(j\omega)$ - преобразование Лапласа функции $F(x)$, сделанное с учетом амплитуды входного сигнала.

Метод на основе расширения ряда Фурье (Fourier expansion method).

Является одним из самых распространенных методов анализа нелинейных звеньев применительно к CDMA системам связи [32,35,36]. В нем математическое ожидание стационарного процесса на выходе нелинейного элемента, выражается через сигнал на входе в следующем образом

$$E_n[y(t)] = E_n[F[x(t)]] = \frac{1}{2\pi j} \int_C \Phi(s) E_n[e^{sx}] ds,$$

где $E_n[]$ - усреднение по ансамблю. Данный метод позволяет достаточно просто вычислять статистические свойства сигнала на выходе произвольной инерционной нелинейности, но не дает такой полной спектральной характеристики выходного сигнала, как метод, основанный на преобразование Фурье.

Расширение ряда Тейлора.

Метод описан в [21,36,67]. В нем нелинейный элемент описывается через свое преобразование Чебышева

$$g_m(A) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(a \cos \theta) \cos m\theta d\theta,$$

где A - амплитуда сигнала на входе нелинейности, а $g_m(A)$ - выходной сигнал в окрестностях m гармоники. Данный метод позволяет достаточно точно находить статистические свойства сигнала на выходе нелинейности в районе m -ой гармоники, при известной функции распределения сигнала на входе.

Представление характеристики нелинейности рядом ортогональных полиномов.

$$F(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{h_n}{C_n} \phi_n(x)$$

$$h_n = E[F(x)\phi_n(x)] = \int_{-\infty}^{\infty} F(x)\phi_n(x)p(x)dx,$$

где $p(z)$ - плотность вероятности сигнала на входе УМ, $\{\phi_n(z)\}_{n=0}^{\infty}$ - множество ортогональных функций, C_n - средний квадрат $\phi_n(z)$ [60]. Подобное представление нелинейности часто используется для решения задачи компенсации НИ и не позволяет учитывать инерционные свойства ППТ.

Представления характеристики рядом Вольтерра.

Это один из наиболее популярных на настоящее время методов. Он позволяет анализировать инерционные нелинейные элементы. Применяется при решении задач компенсации нелинейных искажений, при расчетах нелинейных следящих систем и во многих других случаях [60,66,65,71]. Применение данного метода связано с существенными вычислительными затратами. Существуют работы, где сложность аналитических расчетов компенсируется применением компьютерной техники [17,72].

Выводы.

Из представленного обзора видно, что большинство из наиболее часто применяемых при анализе нелинейных CDMA систем методов основано на знании статистических параметров сигнала (закона распределения) на входе нелинейного элемента. Поэтому данные методы не учитывают тонкую структуру сигнала OCDMA системы связи. Методы анализа не требующие знания закона распределения сигнала обычно весьма громоздки.

Ввиду того, что выбранная нами модель нелинейности, описывается достаточно простой функциональной зависимостью (2.8) и (2.13), наиболее приемлемым представляется непосредственный расчет выходного сигнала через функцию, описывающую нелинейное преобразование $y = F(x)$. К сожалению такой подход не учитывает частотно-избирательные свойства ППТ, поэтому требуется дополнительный анализ для более детального рассмотрения взаимного влияния линейных и нелинейных искажений и изменений, которые претерпевает радиосигнал при прохождении через ППТ.

§2.3. Взаимосвязь линейных и нелинейных искажений.

Усилитель мощности СВЧ передатчика является лишь частью ППТ OCDMA системы. Поэтому рассмотрение его влияние на качество связи без учета взаимовлияния других частей системы практически лишено смысла. В предыдущей главе было показано, что основной вклад в помеху кроме нелинейных искажений вносят искажения обусловленные ограниченностью спектра радиосигнала. Поэтому в данном параграфе будет более детально рассмотрено взаимное влияние линейных и нелинейных искажений и изменения, которые претерпевает радиосигнал при прохождении через ППТ.

Рассмотрим функциональную модель ППТ, представленную на рис. 1.4. Когда колебание вида (1.2) проходит через нелинейный УМ и широкополосный фильтр, то это приводит к искажению спектра сигнала и может привести к появлению МСИ. В приемнике искаженный сигнал подвергается согласованной фильтрации узкополосным \sqrt{PK} фильтром, аналогичным фильтру в модуляторе, при этом изменится уровень МСИ, а также и уровень помех, обусловленных НИ.

Поскольку формируемый в модуляторе радиосигнал является полосовым δ -коррелированным циклостационарным процессом [33], то вместо рассмотрения прохождения через ППТ реального радиосигнала OCDMA системы здесь будем рассматривать прохождение через ППТ δ -

функции. Данное упрощение не может быть применено для оценки отношения сигнал/помеха на выходе УСС, так как не учитывает корреляционных связей между сигнальной и помеховой компонентами сигнала, однако является допустимым для оценки соотношения мощностей компонент сигнала обусловленных линейной и кубической частью выражения (2.18).

При сигнале на входе модулятора в I-квадратуре $x(t) = \delta(t)$ сигнал на выходе широкополосного неискажающего фильтра можно представить как:

$$y(t) = \left(h(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 h^3(t) \right) \cos \omega t - \alpha h^3(t) \sin \omega t, \quad (2.19)$$

где $h(t)$ - импульсный отклик $\sqrt{ПК}$ (см. (1.5)).

После переноса спектра сигнала (2.19) на видеочастоту и согласованной фильтрации (2.19) разделиться на две квадратуры и примет вид

$$I(nT_d) = h(nT_d) \otimes h(nT_d) + \frac{3}{4} \alpha_3 h^3(nT_d) \otimes h(nT_d)$$

$$(2.20a)$$

$$Q(nT_d) = -\alpha h^3(nT_d) \otimes h(nT_d)$$

$$(2.20б)$$

где T_d - шаг дискретизации ($T_d > CT_q$, $C \in \mathbb{N}$, где по теореме Котельникова $C \geq 2$), а знак « \otimes » обозначает свертку. Заметим что сигнальная компонента присутствует только в I-квадратуре (первое слагаемое в (2.20a)), а помеха обусловленная АМ/ФМ преобразованием присутствует целиком в Q-квадратуре и не влияет на отношение сигнал/помеха в I-квадратуре. Данный результат обусловлен условиями анализа (передача δ -функции в одной квадратуре), однако ввиду того, что формируемое в реальной системе колебание является квадратурным колебанием (1.2), то при передаче информации по обеим квадратурам на качество связи будет влиять как кубическая нелинейность, так и АМ/ФМ преобразование.

Рассмотрим вначале сигнал в I-квадратуре. Дальнейшая обработка сигнала связана с понижением частоты дискретизации сигнала до f_q , причем отсчеты должны браться таким образом, чтобы обеспечить максимум сигнальной компоненты (2.20а). Так как в результате свертки импульсных характеристик $\sqrt{ПК}$ фильтров получим импульсный отклик $ПК$ фильтра (следует из определения $\sqrt{ПК}$ фильтра), то соответственно после децимации сигнальная компонента будет представляться δ -функцией, что говорит об отсутствии межсимвольной интерференции в сигнальной компоненте.

Рассмотрим теперь помеховую компоненту $\frac{3}{4}\alpha_3 h^3(nT_d) \otimes h(nT_d)$ в выражение (2.20а). При взятии отсчетов, обеспечивающих максимум сигнальной компоненты, помеховая компонента не будет равна нулю во всех точках кроме $n = 0$, что говорит о наличии межсимвольной интерференции в помеховой составляющей суммарного сигнала. Нетрудно определить, что уровень МСИ по помеховой составляющей ниже -18дБ (1.2). Учитывая малость нелинейных искажений, наличием МСИ по помеховой составляющей можно пренебречь. Тогда после децимации до чиповой частоты (2.20а) примет вид

$$I(nT_q) = \delta(nT_q) + \frac{3\alpha_3 \lambda \delta^3(nT_q)}{2}, \quad (2.21)$$

где δ - дельта-функция Дирака, λ - коэффициент, определяемый как

$$\lambda = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} h^4(nT_d)}{h^2(0)} \quad (2.22).$$

На рисунке (2.3) приведена зависимость λ от параметра r $\sqrt{ПК}$ фильтра.

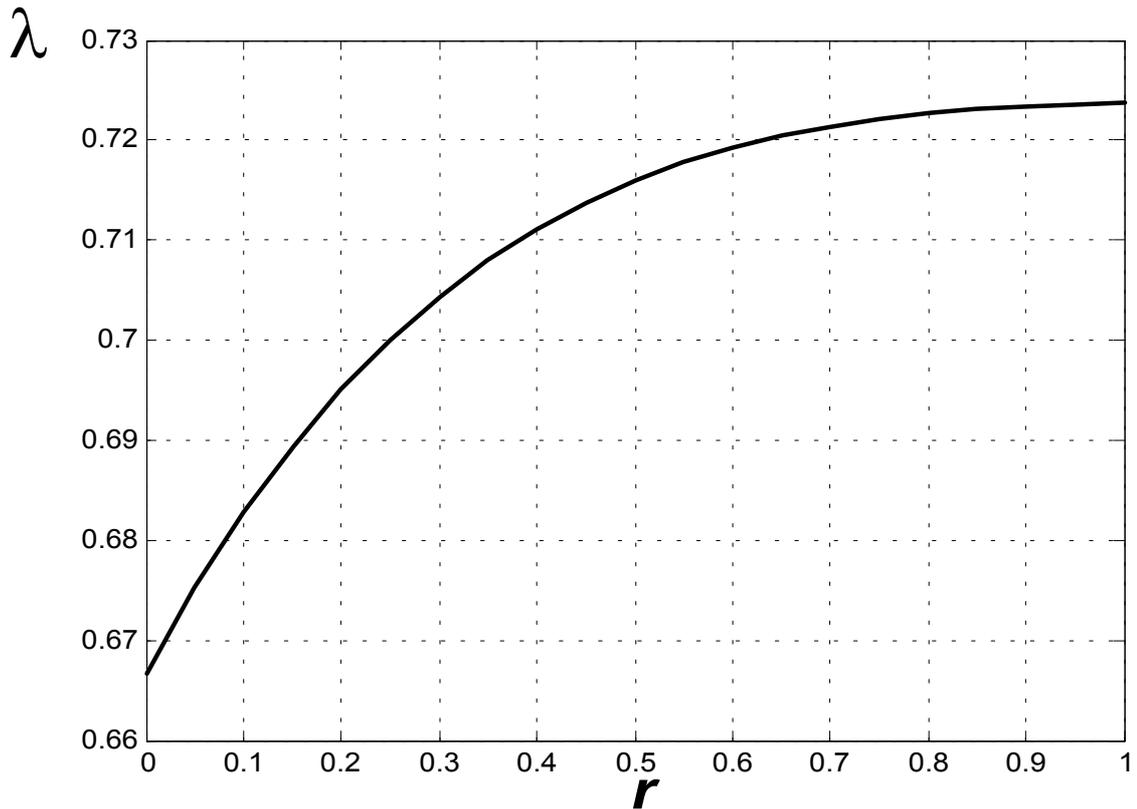


Рис. 2.3. Зависимость коэффициента ослабления λ от фактора сглаживания r

Из приведенной на рисунке зависимости видно, что $\lambda \approx 0.7$ при любых r , что говорит об уменьшении уровня помеховой составляющей, обусловленной нелинейностью УМ приблизительно на 3дБ.

Проведя аналогичные рассуждения для помехи, обусловленной АМ/ФМ преобразованием, после элементарных преобразований получим математическую модель ППТ учитывающую как НИ искажения, так и искажения, обусловленные фильтрацией сигнала. Тогда сигнал на входе УСС можно представить как:

$$I^{PPM}(t) = I(t) + \lambda \left(\alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)Q(t) \right) \quad (2.23)$$

$$Q^{PPM}(t) = Q(t) - \lambda \left(\alpha I^3(t) + \alpha I^2(t)Q(t) - \frac{3}{4}\alpha_3 Q^3(t) - \frac{3}{4}\alpha_3 Q^2(t)I(t) \right),$$

где I^{PPM} и Q^{PPM} - это отсчеты I и Q-кватратуры в приемнике.

Для нелинейности с зоной ограничения (кубическая нелинейность + АМ/ФМ + зона ограничения) нетрудно показать, что наличие $\sqrt{ПК}$ фильтров в передатчике и приемнике также приведет к уменьшению уровня помех обусловленных НИ. Проведем оценку коэффициента ослабления НИ для случая с зоной ограничения. При этом коэффициент ослабления нелинейных искажений $\lambda_{огр} = \frac{P_{ш}^{ВЫХ}}{P_{ш}^{ВХ}}$, где $P_{ш}^{ВХ}$ и $P_{ш}^{ВЫХ}$ – мощности помех, обусловленных НИ на входе и выходе $\sqrt{ПК}$ фильтра приемника. Очевидно, что $\lambda_{огр}$ будет зависеть от мощности входного сигнала. Рассмотрим качественно эту зависимость:

1. При мощности входного сигнала ниже точки ограничения $\lambda_{огр} = \lambda$, где λ - коэффициент ослабления НИ для нелинейности без зоны ограничения.
2. При мощности входного сигнала выше точки ограничения появляются интермодуляционные компоненты высшего порядка (5, 7, ...). Их спектр является последовательной сверткой спектров входного сигнала (5-ти кратной, 7-ми кратной и т. д.) и следовательно будет шире, чем спектр помехи обусловленной кубической нелинейностью и АМ/ФМ преобразованием. Соответственно при прохождении $\sqrt{ПК}$ фильтра приемника помеха будет ослабляться сильнее, чем в случае с нелинейностью без ограничения и будет справедливо следующее неравенство $\lambda_{огр} \leq \lambda$.

Выводы по главе 2.

Проведенный в настоящей главе анализ показал, что наиболее рационально, с точки зрения простоты использования в последующих вычислениях и адекватности реальной характеристики УМ (ниже точки насыщения), применение математической модели УМ, описываемой формулами (2.8), (2.13). Игнорирование в данной модели зоны насыщения, исходя из качественных соображений, не должно значительно повлиять на

точность анализа и позволит получить нижнюю границу отношения сигнал/помеха.

Рассмотрены методы измерения характеристики реального УМ для получения параметров модели. В качестве основного метода измерения выбран двухчастотный метод тестирования УМ. Показано, что в случае совмещенной нелинейности (АМ/ФМ + кубическая нелинейность) требуются дополнительные измерения для получения правильных параметров УМ.

Рассмотрены методы анализа нелинейных звеньев. В качестве основного метода анализа был выбран непосредственный расчет выходного сигнала, через функцию, характеризующую нелинейность ППТ.

Ввиду того, что данный метод не учитывает инерционных свойств ППТ, произведен анализ взаимного влияния линейных и нелинейных искажений друг на друга. В результате анализа показано, что при прохождении сигналом \sqrt{PK} фильтра в приемнике происходит снижение мощности помехи, обусловленной нелинейностью в среднем на 3дБ (рис. 2.3), а сигнал на входе УСС можно может быть представлен как (2.23).

Полученное соотношение учитывает как нелинейные, так и инерционные свойства ППТ. На основании его может быть проведен анализ зависимости отношения сигнал/помеха на выходе устройства сжатия, с учетом групповых свойств используемых в системе ортогональных последовательностей.

Глава 3. Анализ влияния ППТ на качество связи в DS-SSMA системе.

§3.1. Сигнально-кодовая конструкция, используемая в SSMA системах.

В предыдущей главе была разработана математическая модель ППТ и получена зависимость, описывающая сигнал на входе УСС (2.23). Данная зависимость позволяет провести анализ влияния параметров ППТ на отношения сигнал/помеха на выходе УСС, с учетом групповых свойств используемых в системе ортогональных последовательностей. Для этого необходимо более детально рассмотреть модель формируемого колебания (1.1)-(1.4). В системе с прямым расширением спектра ортогональные сигналы обычно представляются в виде:

$$b_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l)r(t-lT_q), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (3.1)$$

где: L - число чипов в сигнале (база); $T_s = LT_q$ - длительность сигналов; T_q - длительность одного чипа; $r(t)$ - прямоугольный импульс, равный единице для $0 \leq t \leq T_q$ и нулю за пределами этого интервала; дискретная функция $\xi_k(l)$ принимает значения ± 1 . Из сказанного следует, что формируемое колебание (3.1) имеет КАМ модуляцию со специфической статистикой распределения уровней амплитуд в квадратурных составляющих.

Так как

$$\int_0^{T_s} b_k(t)b_m(t) dt = T_q \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l)\xi_m(l),$$

то ортогональность функций $b_k(t)$ обеспечивается ортогональностью функций $\xi_k(l)$. Ансамбль функций $\xi_k(l)$ строим на основе базисной системы функций Уолша [73-74]

$$W(p,l) = \exp\{j\pi \sum_{i=1}^r p_i l_i\}, \quad (3.2)$$

где p и l , соответственно, номер и аргумент функции ($0 \leq p; l \leq L-1 = 2^r - 1$), а p_i и l_i разряды их двоичного представления. Функции $\xi_k(l)$ и $\tilde{\xi}_k(l)$ зададим в виде

$$\xi_k(l) = \beta(l)v(p_k, l); \quad \tilde{\xi}_k(l) = \tilde{\beta}(l)v(\tilde{p}_k, l), \quad (3.3)$$

где $\beta(l)$ и $\tilde{\beta}(l)$ произвольные функции, принимающие значения ± 1 , а матрицы функций $v(p, l)$ получена из матриц $W(p, l)$ путем произвольной перестановки ее столбцов. Введенные обобщения представляются вполне достаточными, чтобы охватить возможные на практике структуры ортогональных сигналов с прямым расширением спектра [75-76].

Заметим, что между номерами k и p_k , а также k и \tilde{p}_k , имеет место взаимно однозначное соответствие. Обозначим множества пар (k, p_k) и (k, \tilde{p}_k) через Ω_k и $\tilde{\Omega}_k$ соответственно. Представленный в работе анализ осуществлен для наиболее простой с точки зрения устройств формирования и обработки сигналов ситуации, когда $\beta(l) = \tilde{\beta}(l)$ и $\Omega_k = \tilde{\Omega}_k$. Качественная оценка другой ситуации будет рассмотрена ниже.

За счет случайности двоичных символов q_k и \tilde{q}_k функции $b(t)$ и $\tilde{b}(t)$ являются случайными и для дальнейшего анализа необходимо определить некоторые статистические характеристики колебания $s(t)$. Амплитуда и фаза этого колебания изменяются случайным образом, оставаясь постоянными на интервале длительностью T_q . На l -ом интервале они принимают значения $A(l)$ и $\varphi(l)$.

Проанализируем автокорреляционные свойства функций $b(t)$ и $\tilde{b}(t)$. Не трудно убедиться, что

$$\langle b(t_1)\tilde{b}(t_2) \rangle_q = 0,$$

где $\langle \rangle_q$ обозначает усреднение по двоичным символам q_k и \tilde{q}_k . Далее не трудно получить:

$$\rho(t_1, t_2) = \langle b(t_1)b(t_2) \rangle_q = \begin{cases} \beta(m_1)\beta(m_2)\theta(\Omega_k, m_{12}) & |t_1 - t_2| \leq T_s \\ 0; & |t_1 - t_2| > T_s \end{cases} \quad (3.4)$$

где $t_i = m_i T_u + \tau_i$ ($0 \leq \tau_i \leq T_u$); $\theta(\Omega_k, m_{12}) = \sum_{k=1}^K v(p_k, m_{12})$; m_{12} определяется из значений m_1 и m_2 на основе групповой замкнутости по операции умножения функций Уолша [73] и с учетом выбранной перестановки столбцов их матрицы.

При $K < L$ корреляционные свойства зависят от используемого множества Ω_k . При анализе будем рассматривать две крайние статистические модели: модель с некоррелированными отсчетами ($\theta(\Omega_k, m_{12}) = \theta_0 \delta(m_1 - m_2)$) и модель с повторяющимися отсчетами. Во второй модели число совпадающих отсчетов будем полагать равными L/K , а несовпадающие отсчеты – некоррелированными. Не трудно убедиться, что первая модель строго имеет место при $L = K = 2^n$, а вторая модель при $K = 2^{n_1}$ ($n_1 < n$) и использовании подмножества функций Уолша, составляющих замкнутую подгруппу.

§3.2. Анализ межканальных помех⁵.

Приведенный в настоящем параграфе анализ относится к случаю, когда канальная модуляция соответствует ФМ-2 (см. §1.3). Данный вид модуляции близок применяемым на сегодняшний день способам модуляции в реально существующих CDMA системах. Полученные для него результаты можно будет легко обобщить для других видов квадратурной модуляции, путем введения дополнительных весовых множителей.

Рассмотренная модель нелинейности (2.8), (2.14) определяется тремя параметрами: коэффициентами $\alpha_3 < 0$ - кубическая нелинейность, α - АМ/ФМ преобразование, λ - учет согласованной фильтрации.

⁵ Приводимые в настоящем параграфе результаты подробно изложены в [77].

Используя предпосылку о малости нелинейных искажений, будем рассматривать вначале продукты нелинейных искажений от каждого вида нелинейности в отдельности, затем – суммарный продукт.

Кубическая нелинейность.

Рассмотрим вначале влияние кубической нелинейности ($\alpha = 0$).

После подстановки (1.3) и $\alpha = 0$ в (2.23) получим

$$I^{PPM}(t) = A_1 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^3 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^2; \quad (3.5)$$

$$Q^{PPM}(t) = A_1 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^3 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^2.$$

На выходе коррелятора (входе решающей схемы) будем иметь

$$\eta_{n_3} = \int_0^{T_s} I(t) b_n(t) dt = q_n A_1 L T_c + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 T_c (N'_n + N''_n) = \eta_{n_3}^S + \eta_{n_3}^N, \quad (3.6)$$

где $\eta_{n_3}^S$ - сигнальная составляющая, а $\eta_{n_3}^N$ - помеховая, а индекс 3 соответствует кубической нелинейности.

$$N'_n = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_n(l) \left[\sum_{k=1}^K q_k \xi_k(l) \right]^3 \quad (3.7a)$$

$$N''_n = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_n(l) \sum_{k=1}^K q_k \xi_k(l) \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{\xi}_k(l) \right]^2. \quad (3.7b)$$

С учетом соотношений (3.2) и свойств функций Уолша можно получить.

$$N'_n = L \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) \quad (3.8a)$$

$$N''_n = L \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}), \quad (3.8b)$$

где знаком \oplus обозначен m-сдвиг [73].

Проверим, вносят ли N'_n и N''_n вклад в сигнальную составляющую, для этого рассмотрим выражения

$$\langle N'_n \rangle_{k_1=n} = q_n L \left[\sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_{k_2} \oplus p_{k_3}) + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} q_{k_3} \delta(p_{k_1} \oplus p_{k_3}) + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq n}}^K q_{k_1} q_{k_2} \delta(p_{k_1} \oplus p_{k_2}) \right]$$

$$\langle N_n'' \rangle_{k_1=n} = q_n L \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}).$$

Нетрудно показать, что $\langle N_n' \rangle_{k_1=n} = 3K - 2$, а $\langle N_n'' \rangle_{k_1=n} = K$. Поэтому сигнальная составляющая на выходе УСС примет вид

$$\eta_{n_3}^S = q_n A_1 L T_u \left[1 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^2 (4K - 2) \right], \quad (3.9)$$

а помеховую компоненту можно представить как.

$$\begin{aligned} \eta_{n_3}^N = & \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 L T_u \left\{ \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2 \neq n}^K \sum_{k_3 \neq n}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) + \right. \\ & \left. + \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2}^K \sum_{k_3}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) \right\}, \quad (3.10) \end{aligned}$$

Среднее значение помеховой компоненты $\langle \eta_{n_3}^N \rangle = 0$. Не трудно убедиться, что помеховые компоненты с различными номерами n некоррелированы. После громоздких, но не сложных выкладок, выполненных в предположении независимости манипулируемых параметров q_m и \tilde{q}_m , для дисперсий помеховых компонент можно получить выражения⁶

$$\langle (\eta_{n_3}^N)^2 \rangle = \frac{9}{16} \lambda^2 \alpha_3^2 A_1^6 L^2 T_u^2 \rho_{3i}(n) \quad (3.11)$$

где для первой статистической модели

$$\rho_{31}(n) = \frac{2}{L} K(K-1)^2 + \frac{6}{L} (K-1)(K-2)(K-3),$$

$$(3.12a)$$

а для второй статистической модели

$$\rho_{32}(n) = \begin{cases} 2(K-1)^2 + \frac{6}{K} (K-1)(K-2)(K-3); & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases}$$

$$(3.12б)$$

Во второй статистической модели помеха на выходе коррелятора с опорным сигналом, не входящим в состав излучаемого колебания нулевая. В первой модели дисперсия помех одинакова на выходе всех корреляторов. Из

полученных соотношений видно, что в случае кубической нелинейности обе составляющие (сигнальная и помеховая) зависят от коэффициента α_3 и, соответственно, от уровня $IMD3$.

Из (3.9) и (3.11) получаем, что для выбранной СКК (канальная модуляция ФМ-2)

$$\frac{S}{N} = \frac{\langle \eta_{n_3}^S \rangle^2}{\langle \eta_{n_3}^N \rangle^2} = \frac{L^2 \left(1 - 2\lambda \sqrt{IMD3} \frac{4K-2}{L} \right)^2}{4\lambda^2 (IMD3) \rho_{3i}(n)}. \quad (3.13)$$

На рисунке 3.1 представлена зависимость отношения $\frac{S}{N}$ от числа активных каналов (3.13). Расчеты выполнены для значений $L=128$, $\lambda=1$, $P_m = P_{cp} = LA_1^2$, (P_{cp} средняя излучаемая мощность при полной загрузке абонентами) и $IMD3 = -30\text{дБ}$.

Из представленной зависимости видно, что при максимальной загрузке отношение $\frac{S}{N} = 14\text{дБ}$, что является вполне достаточным (см. §1.2) для качественной работы системы.

Заметим, что при $K > 20$ и $IMD3 \ll 1$ (рис. 1.2) можно использовать приближенную формулу расчета нижней границы отношения сигнал/помеха для ППТ с кубической нелинейностью

$$\frac{S}{N} = \frac{\langle \eta_{n_3}^S \rangle^2}{\langle \eta_{n_3}^N \rangle^2} \approx \frac{1}{32\lambda^2 (IMD3)} \left(\frac{1}{K/L} \right)^2, \quad (3.14)$$

где $\frac{K}{L}$ - относительная загрузка абонентами.

⁶ Подробный анализ для данной нелинейности приведен в приложении №2

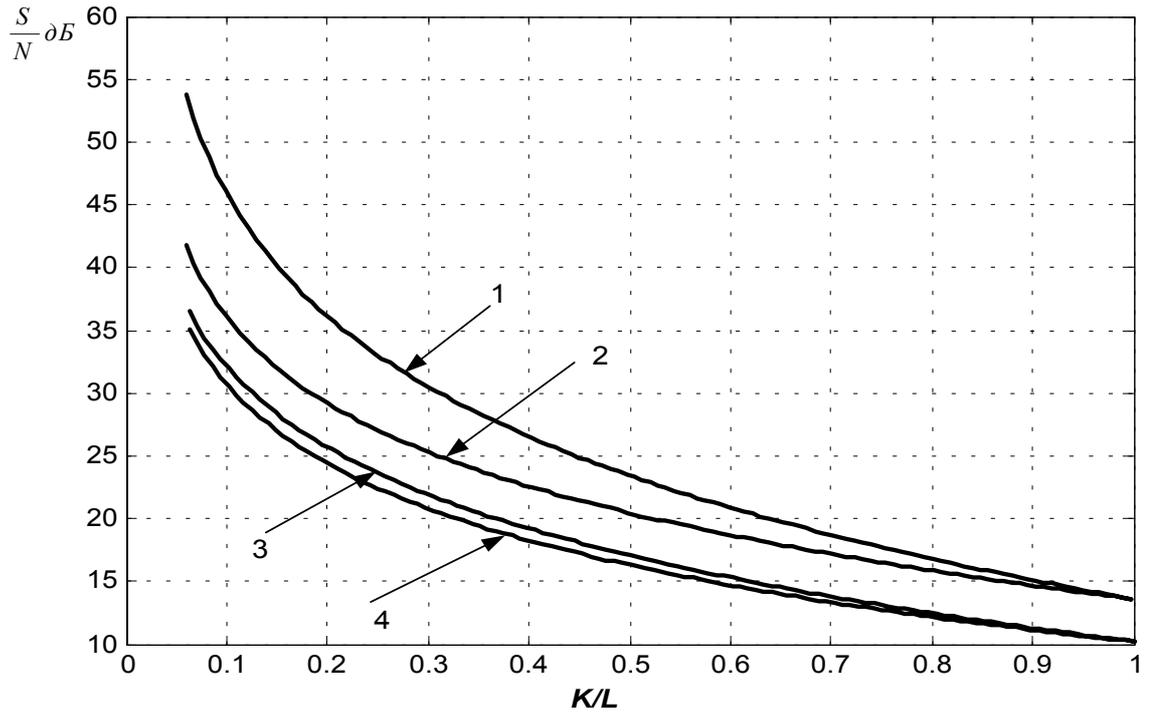


Рис. 3.1. Зависимость сигнал/помеха отношения от числа активных абонентов при $L=128$ и $IMD3=-30dB$.

кривая №1 - первая статистическая модель, кубическая нелинейность
 кривая №2 - вторая статистическая модель, кубическая нелинейность
 кривая №3 - первая статистическая модель, АМ/ФМ преобразование
 кривая №4 - вторая статистическая модель, АМ/ФМ преобразование
 (нижняя граница отношения $\frac{S}{N}$ при заданном $IMD3$)

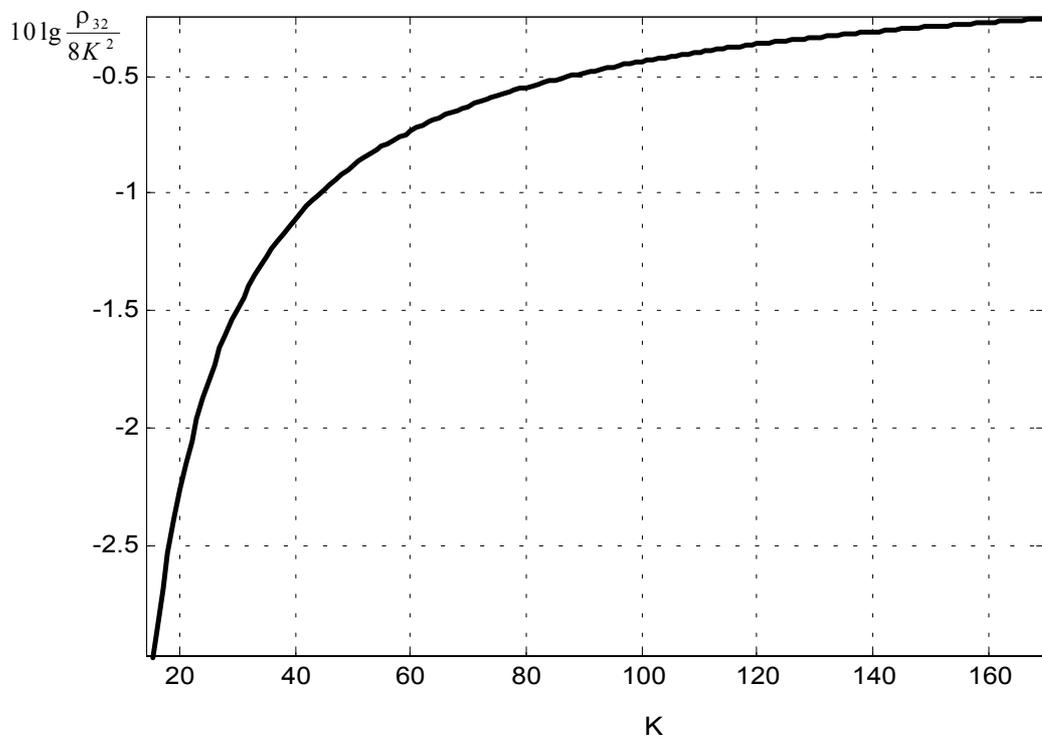


Рис. 3.2. Точность оценки мощности помеховой компоненты по приближенной формуле

АМ/ФМ преобразование.

В случае нелинейного устройства, осуществляющего АМ/ФМ преобразование, компоненты $I(t)$ и $Q(t)$ колебания (1.2) на выходе этого устройства будут иметь вид

$$\begin{aligned} I^{PPM}(t) &= A_1 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) + \lambda \alpha A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^3 + \lambda \alpha A_1^3 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^2 \\ Q^{PPM}(t) &= A_1 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) - \lambda \alpha A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^3 - \lambda \alpha A_1^3 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^2. \end{aligned} \quad (3.15)$$

На выходе коррелятора будем иметь величину

$$\eta_{n_A} = \int_0^{T_s} I(t) b_n(t) dt = \eta_{n_A}^S + \eta_{n_A}^N.$$

Сигнальная компонента $\eta_{n_A}^S$, содержащая параметр q_n , строго говоря, будет содержать случайную компоненту. Однако ее вариации незначительны и ими можно пренебречь. При этом получаем.

$$\eta_{n_A}^S \cong \langle \eta_{n_A}^S \rangle = q_n A_1 L T_u$$

Заметим что в отличие от кубической нелинейности уровень сигнальной компоненты при АМ/ФМ преобразовании не зависит от уровня интермодуляционных частот $IMD3$.

$$\begin{aligned} \eta_{n_A}^N &= \frac{3}{4} \lambda \alpha A_1^3 L T_u \left\{ \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus \tilde{p}_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) + \right. \\ &+ \left. \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \oplus \tilde{p}_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) \right\}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Здесь индекс A соответствует АМ/ФМ преобразованию.

Можно убедиться, что средние значения помеховых компонент равны нулю, помехи с разными номерами некоррелированы. После несложных, но громоздких выкладок можно получить

$$\langle (\eta_{n_A}^N)^2 \rangle = \lambda^2 \alpha^2 A_1^6 T_u^2 \rho_{Ai}(n), \quad (3.17)$$

где для первой статистической модели

$$\rho_{A1}(n) = \frac{4}{L} K(K-1)(2K-3) + \begin{cases} 4(2K-1)^2; & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases},$$

(3.18a)

а для второй

$$\rho_{A2}(n) = \begin{cases} 4(6K^2 - 9K + 4); & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases}.$$

(3.18б)

Тогда качество связи при канальной модуляции вида ФМ-2 и нелинейности ППТ вида АМ/ФМ будет определяться следующей формулой

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_n^S)^2}{\langle (\eta_n^N)^2 \rangle} = \frac{L^2}{4\lambda^2 (IMD3) \rho_{A1}(n)} \quad (3.19)$$

На рисунке 3.1 представлена зависимость отношения $\frac{S}{N}$ от числа активных каналов (3.19). Расчеты выполнены для значений $L=128$, $\lambda=1$, $P_m = P_{cp} = LA_1^2$ (P_{cp} средняя излучаемая мощность при полной загрузке абонентами) и $IMD3 = -30\text{дБ}$. Из рис. 3.1 видно, что АМ/ФМ преобразования сильнее влияет на качество связи, чем кубическая нелинейность при том же уровне $IMD3$. Так при полной загрузке различие составляет более 4дБ.

Также как и в случае с кубическим преобразованием при $K > 20$ можно использовать приближенную формулу расчета нижней границы отношения

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_{nA}^S)^2}{\langle (\eta_{nA}^N)^2 \rangle} = \frac{1}{96\lambda^2 (IMD3)} \left(\frac{1}{K/L} \right)^2 \quad (3.20)$$

АМ/ФМ+кубическая нелинейность.

Сигнал на выходе широкополосного фильтра (рис. 1.4) при совместном воздействии нелинейности обеих видов определяется как (2.23). Из (2.23) нетрудно получить что сигнальная составляющая в данном случае

$$\eta_n^S = \eta_{n_3}^S = q_n A_1 L T_q \left[1 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^2 (4K-2) \right], \quad (3.21)$$

Для анализа помеховой компоненты рассмотрим статистические характеристики двух случайных величин (3.12а) и (3.12б) для кубической нелинейности и двух случайных величин (3.16а) и (3.16б) для АМ/ФМ преобразования. Из указанных формул видно, что произведение любой из величин первой пары на любую из величин второй пары будет содержать произведение нечетного числа величин q_k и \tilde{q}_k . Поэтому усреднение этих произведений по случайным величинам q_k и \tilde{q}_k даст нулевое значение. Откуда следует, что помехи обусловленные кубической нелинейностью и АМ/ФМ преобразованием некоррелированы. Следовательно дисперсия суммарной помехи равна сумме дисперсий указанных помеховых компонент, то есть

$$\langle (\eta_n^N)^2 \rangle = \eta_{n_A}^N + \eta_{n_3}^N = \frac{9}{16} \lambda^2 \alpha_3^2 A_1^6 L^2 T_c^2 \rho_{3i}(n) + \lambda^2 \alpha^2 A_1^6 L^2 T_c^2 \rho_{Ai}(n). \quad (3.22)$$

Для отношения сигнал/помеха с использованием соотношений (3.21), (3.22) и условия $P_m = LA_1^2$ можно получить выражение

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_n^S)^2}{\langle (\eta_n^N)^2 \rangle} = \frac{L^2 \left(1 - 2\lambda \sqrt{IMD3_3} \frac{4K-2}{L} \right)^2}{4\lambda^2 (IMD3_3 \rho_{3i}(n) + IMD3_A \rho_{Ai}(n))}, \quad (3.23)$$

где $IMD3_A$ и $IMD3_3$ уровень интермодуляционных частот обусловленных соответственно АМ/ФМ преобразованием и кубической нелинейностью в отдельности.

Как уже отмечалось, нелинейность характеризуется общим уровнем интермодуляционных частот $IMD3 = IMD3_A + IMD3_3$ без разделения их на отдельные компоненты. Поэтому целесообразно найти минимум выражения (3.23) при заданном значении $IMD3$. Задача минимизации легко решается с учетом того, что $\rho_{3i}(n) < \rho_{Ai}(n)$. После решения получаем нижнюю границу для отношения сигнал/помеха

$$\frac{S}{N} \geq \frac{L^2}{4\lambda^2 (IMD3) \rho_{Ai}(n)}. \quad (3.24)$$

Неравенство (3.24) можно усилить, используя для $\rho_{A_i}(n)$ значение $\rho_{A_2}(n)$, соответствующее второй статистической модели. На рисунке 3.1 для $L = 128$ и $IMD3 = -30\text{дБ}$ зависимость нижней границы отношения сигнал/помеха от числа активных абонентов представлена кривой №4.

Как уже было замечено АМ/ФМ сильнее сказывается на качестве связи чем кубическая нелинейность, поэтому для транзисторных УМ (где АМ/ФМ преобразования вообще нет) не стоит пользоваться (3.24) так как результат будет слишком занижен.

Для полной загрузки ($K = L$) соотношение с учетом обоих видов нелинейности имеем

$$\frac{S}{N} \geq \frac{L^2}{16(IMD3)(6L^2 - 9L + 4)}, \quad (3.25)$$

которое позволяет легко определить требования на допустимый уровень интермодуляционных частот при заданном отношении сигнал/помеха в системе.

Не трудно убедиться, что при $L = 1$ имеет место строгое равенство (3.25).

§3.3. Методы снижения влияния нелинейных искажений на соотношение сигнал/помеха⁷.

Здесь рассматриваются лишь методы снижения влияния нелинейных искажений, связанные с выбором сигнально-кодовых конструкций. Методы, связанные с проектированием усилителей мощности, с внесением предискажений и другие возможности здесь не рассматриваются. Рассмотрим три возможности снижения вредного воздействия нелинейностей в рассматриваемой системе.

Прежде всего выполненные расчеты показали, что соотношение сигнал/помеха при неполной загрузке системы активными абонентами может

⁷ Приводимые в настоящем параграфе результаты подробно изложены в [64].

заметно отличаться для первой и второй модели формируемого колебания. Поэтому, если система будет проектироваться на неполную загрузку с соотношениями базы L к максимальному числу K активных абонентов $\left(\frac{L}{K} = 2; 4; 8\right)$, то возникает задача выбора подмножеств Ω_k и $\tilde{\Omega}_k$, для которых статистика формируемых колебаний была бы как можно ближе к первой модели, в которой имеет место некоррелированность отсчетов амплитуды формируемых колебаний. Не трудно видеть, что для обеспечения минимальной коррелированности отсчетов амплитуд необходимо решить минимаксную задачу, то есть подобрать такое подмножество Ω_k , чтобы обеспечивалось

$$\min_{\Omega_k} \max_l \left| \sum_{k \in \Omega_k} W(p_k, l) \right|.$$

Эта задача эквивалентна задаче поиска двоичного кода (без противофазных) длительностью K с r информационными символами ($L = 2^r$) с максимальной исправляющей способностью [79-80]. Для решения рассматриваемой задачи можно использовать известные результаты по кодированию [41, 79].

Вторая возможность связана со снижением уровня помеховых компонент, возникающих за счет проникновения одной квадратуры в другую при АМ/ФМ преобразовании. Ясно, что их уровень будет тем меньше, чем сильнее отличаются ансамбли сигналов, используемые в разных квадратурах. При проектировании системы на неполную загрузку задача может быть решена путем выбора непересекающихся подмножеств Ω_k и $\tilde{\Omega}_k$. При проектировании на полную загрузку снизить уровень указанных помех можно путем выбора различных функций $\beta(l)$ и $\tilde{\beta}(l)$.

Третья возможность связана со снижением динамического диапазона формируемого колебания. Снижение динамического диапазона позволяет уменьшить уровень всех помеховых компонент, возникающих при нелинейном преобразовании. Рассмотрим детально предлагаемое решение.

Приводимый анализ сориентирован в основном на транзисторные УМ (как наиболее распространенные), где присутствует лишь кубическая нелинейность, однако полученные здесь данные легко обобщить на случай с АМ/ФМ преобразованием и совмещенную нелинейность. При этом нелинейность задается через уровень однодецибелльной компрессии P_0 , что делает полученные соотношения удобными для инженерных расчетов (см. §2.1). Параметр λ полагаем равным 1.

Предыдущий анализ показал, что в первом приближении зависимостью от моделей можно пренебречь. Так как первая модель является более универсальной, пригодной для анализа при любых СКК, то будем в дальнейшем использовать ее, т.е. полагать

$$\rho_{3i}(n) = \rho_{31}(n) = \frac{2}{L} K(K-1)^2 + \frac{6}{L} (K-1)(K-2)(K-3)$$

Рассматриваемые здесь СКК, представляют собой многопозиционную конструкцию, где для каждого информационного канала предоставляется набор из $\frac{R}{2}$ ортогональных ОП с дополнительной манипуляцией ФМ-2. Для активного канала на каждом интервале времени излучается пара ОП из набора, по одной ОП в каждой квадратуре, перенося $2 \log_2 R$ информации [46,63]. При этом для оценки качества связи целесообразно перейти от $\frac{S}{N}$ на

один сигнал к величине $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ ($N_{0\sigma}$ - эквивалентная спектральная интенсивность межканальных помех), так как при одном и том же $\frac{S}{N}$

возможно разное значение BER для различных СКК. Нетрудно получить, что

$$\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = \frac{1}{2 \log_2 R} \frac{S}{N} \quad (3.26)$$

Для рассматриваемых СКК максимальное число одновременно излучаемых пар ОП равно

$$M = \frac{2L}{R}, \quad (3.27)$$

То есть с ростом позиционности ДД излучаемого сигнала уменьшается, а соответственно для нелинейного ППТ должно увеличиться соотношение $\frac{S}{N}$.

Из (3.27) также следует, что с ростом R при $R > 4$ уменьшается суммарный по всем каналам объем передаваемой информации H :

$$H = \frac{4L \log_2 R}{R} \quad (3.28)$$

Из сказанного выше видно, что выбор позиционности СКК задача неоднозначная, требующая дополнительного анализа.

Из результатов, представленных на рис. 3.1 видно, что для канальной модуляции вида ФМ-2 значение $IMD3 = -30\text{дБ}$ по сути является максимально-допустимым значением для уровня интермодуляционных частот третьего порядка (Выводы по главе 1). Заметим, что при проектировании величину $\frac{S}{N}$ нужно задавать с хорошим запасом с учетом других помеховых компонент).

Поэтому при численном анализе будем ориентироваться на величину

$$\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}, \text{ при канальной модуляции вида ФМ-2 } \frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ} \text{ соответствует}$$

$$\frac{S}{N} = 23\text{дБ}, \text{ что приблизительно равно уровню сигнал/помеха в отсутствии НИ}$$

(без НИ $\frac{S}{N} = 25\text{дБ}$ за счет МСИ, см. Глава 1).

ФМ-2 ($R=2$).

Рассмотрим вначале случай с $R = 2$, при котором СКК соответствует уже рассмотренной в предыдущем параграфе СКК, где один излучаемый сигнал переносит лишь один бит информации. Тогда, если центральная станция рассчитывается на полную загрузку, то средняя мощность излучаемого сигнала

$$P_{cp} = LA_1^2.$$

Введем γ - коэффициент запаса средней мощности по отношению к однодецибельной компрессии, и будем полагать

$$P_{cp} = LA_1^2 = \gamma P_0,$$

(3.29).

Зависимость $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}(\gamma, K, L, P_0)$ получим подставив (3.29) и (2.11) в (3.13). На

рис.3.3 приведена зависимость $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ в зависимости от числа загрузочных

каналов⁸ при $\gamma=1$. На рис. 3.4 приведена зависимость $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ от γ при полной

загрузке. Из последнего рисунка видим, что для достижения $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} \cong 20\text{дБ}$

величина γ должна составлять примерно 0.45.

R=4.

Как следует из (3.27) и (3.27) при $R=4$ уменьшится ДД излучаемого сигнала без потери спектральной эффективности системы.

Для данного случая

$$\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = \frac{1}{4} \frac{S}{N},$$

$$P_{cp} = \frac{L}{2} A_1^2 = \gamma P_0.$$

На рис.3.5 изображена зависимость $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ от числа загрузочных каналов,

а на рис.3.6 – от γ при полной загрузке. При сравнении рис. 3.3 и рис. 3.5 видим, что СКК с $R=4$ дает лишь незначительный выигрыш ($< 1\text{дБ}$) по сравнению со случаем с ФМ-2, однако вариант с $R=4$ может оказаться предпочтительней, ввиду меньшего числа одновременно излучаемых ОП и, как следствие более простого устройства формирования сигнала.

⁸ Приводимые в данном параграфе зависимости рассчитаны при базе $L = 128$.

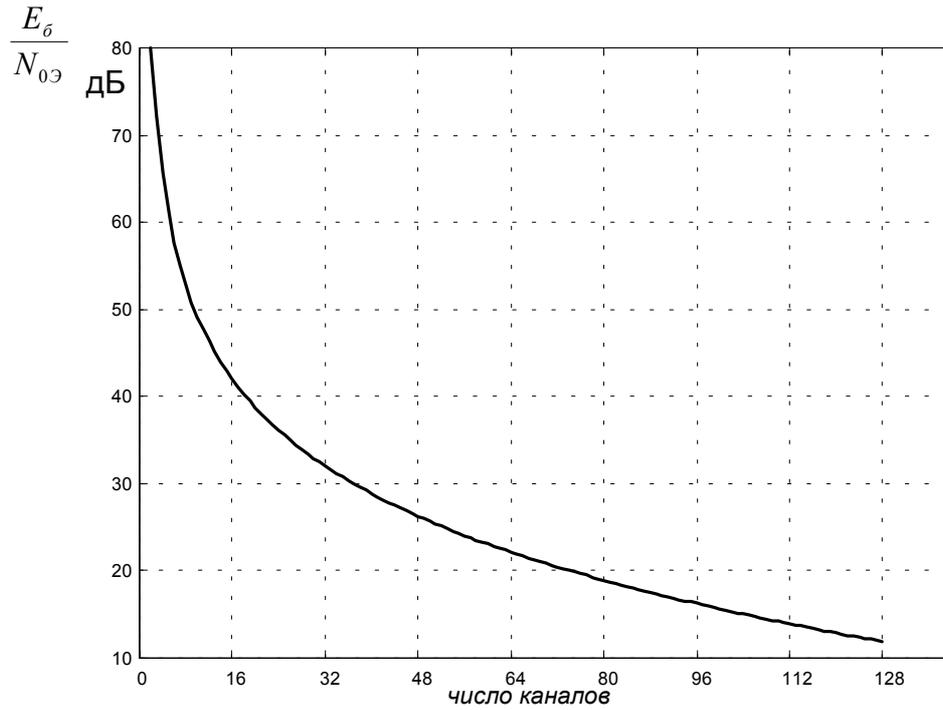


Рис.3.3. Зависимость от числа каналов отношения $\frac{E_\delta}{N_0}$ на один сигнал в СКК с ФМ-2 в расчете на полную загрузку при $\gamma = 1$ и базе $L=128$.

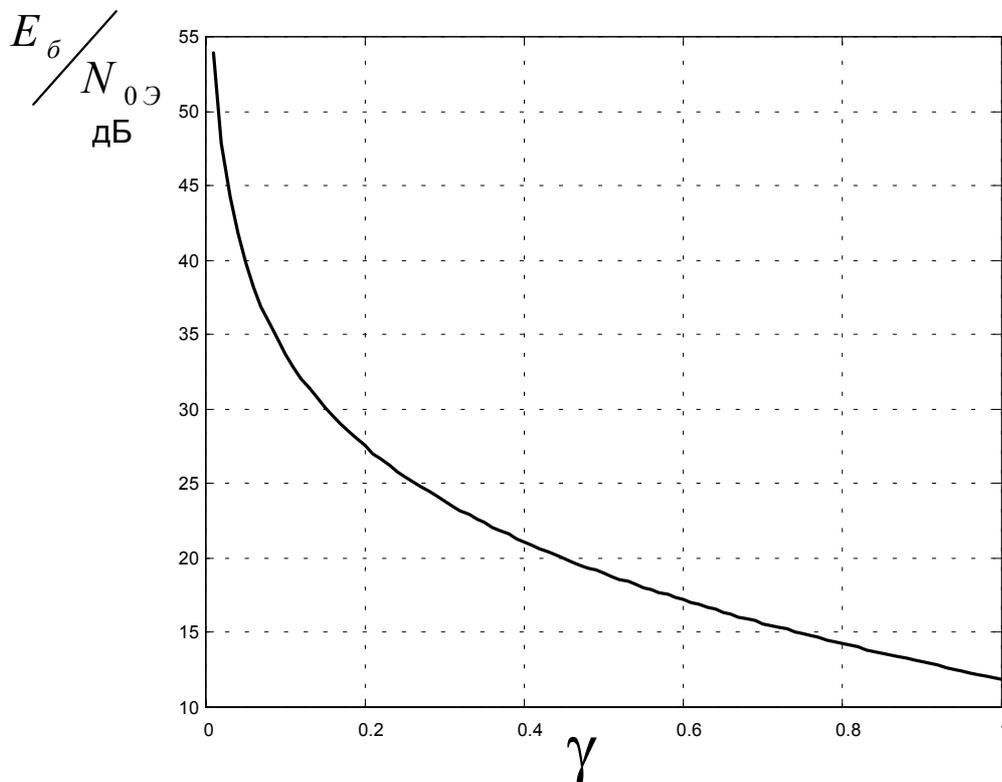


Рис.3.4. Зависимость от коэффициента запаса γ отношения $\frac{E_\delta}{N_{0\delta}}$ в СКК с ФМ-2 в расчете на полную загрузку ($LA_1^2 = \gamma P_0$)

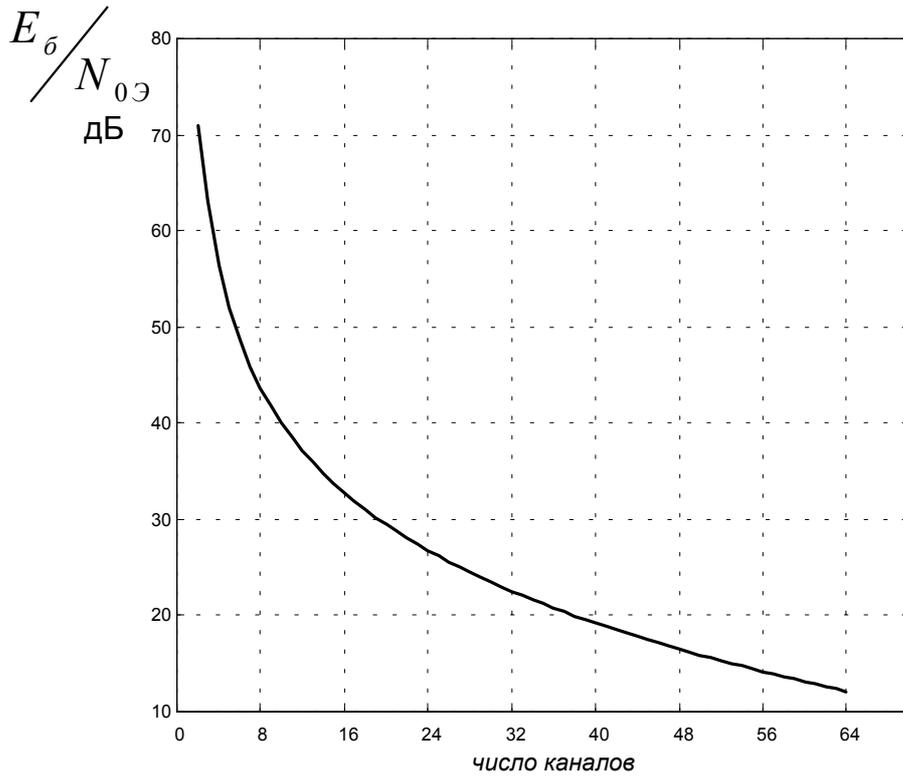


Рис.3.5 Зависимость $E_b/N_{0э}$ от числа каналов в СКК с $R=4$.

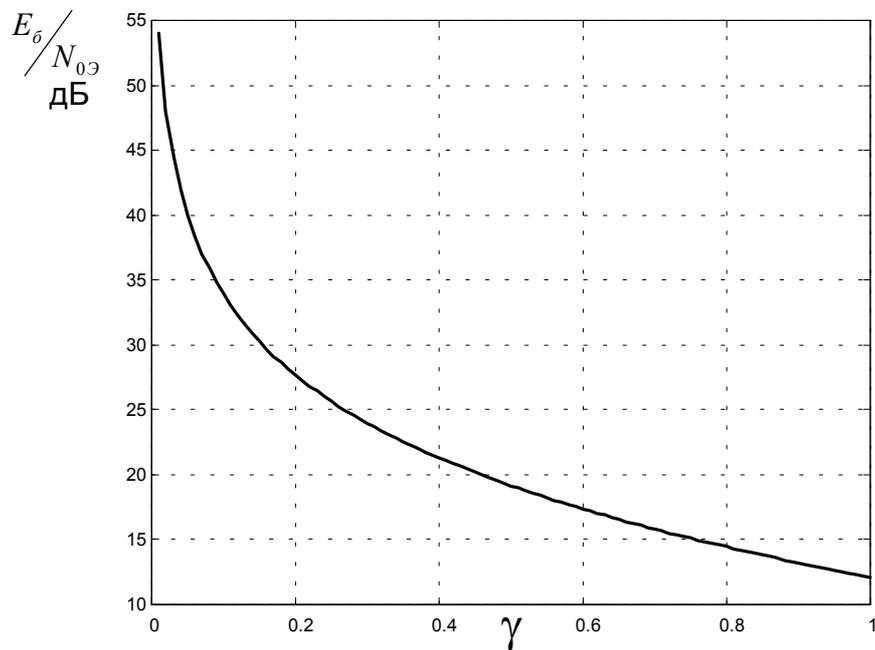


Рис.3.6. Зависимость $E_b/N_{0э}$ от γ расчете на полную загрузку в СКК с $R=4$.

Расчет на полную загрузку осуществляется для центральной станции. Абонентские станции рассчитываются, исходя из числа абонентов и максимальное число M одновременно излучаемых пар (I;Q) сигналов может варьироваться. Возникает задача определения коэффициента запаса γ в зависимости от M ($\gamma_a(M)$) при фиксированном $\frac{E_\sigma}{N_{0\sigma}}$. Решение ее находится путем решения относительно ($\gamma_a(M)$) уравнения

$$\frac{E_\sigma}{N_{0\sigma}} = \frac{1}{4} \frac{S}{N} (M, \gamma_a(M)) \quad (3.30)$$

При расчетах было зафиксировано $\frac{E_\sigma}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}$ и полагалось

$$P_{cpa} = MA_1^2 = \gamma_a(M) P_{0a}(M); \quad 1 \leq M \leq 64 \quad (3.31)$$

Для центральной станции величина γ_u определялась из условия полной загрузки, т.е.

$$P_{cpu} = \frac{L}{2} A_1^2 = \gamma_u(M) P_{0u}(M) \quad (3.32)$$

На рис.3.7 приведена зависимость $\gamma(M)$. Для $16 \leq M \leq 64$ величина $0.4 \lesssim \gamma \lesssim 1$.

Из соотношений (3.30) и (3.31), приравнивая амплитуды сигналов A_1 на один канал, можно получить для отношения однодецибельных компрессий абонентских и центральной станций выражение

$$\frac{P_0}{P_u} = \frac{2M}{L} \frac{\gamma_u}{\gamma_a(M)}, \quad 1 \leq M \leq \frac{L}{2}, \quad (3.33)$$

которое характеризует снижение требований на УМ абонентских станций по сравнению с центральной при фиксированном $\frac{E_\sigma}{N_{0\sigma}}$ в прямой и обратной линиях. График данной зависимости при $\frac{E_\sigma}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}$ представлен на рис.3.8.

В тех системах, в которых требуется достичь пропускную способность меньшую, чем может обеспечить данная СКК, число одновременно излучаемых сигналов M также меньше, чем $\frac{L}{2}$. Рис.3.7 представляет зависимость $\gamma(M)$ при $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}$ также и для этого случая. В этом случае представляет также интерес зависимость дальности связи от M при фиксированных P_0 и $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$. Так как дальность связи определяется мощностью на один бит, пропорциональной A_1^2 , то из (3.31) имеем соотношение

$$A_1^2(M) = \frac{\gamma(M)}{M} P_0 \quad \left(1 \leq M \leq \frac{L}{2}\right).$$

Откуда

$$\frac{A_1^2(M)}{A_1^2\left(\frac{L}{2}\right)} = \frac{\gamma_a(M)}{\gamma\left(\frac{L}{2}\right)} \frac{L}{2M}.$$

Это соотношение обратное по сравнению с (3.33). Поэтому по рис.3.8 можно также определять относительную дальность связи в зависимости от M , если известна зависимость принятой мощности от расстояния до передатчика [81].

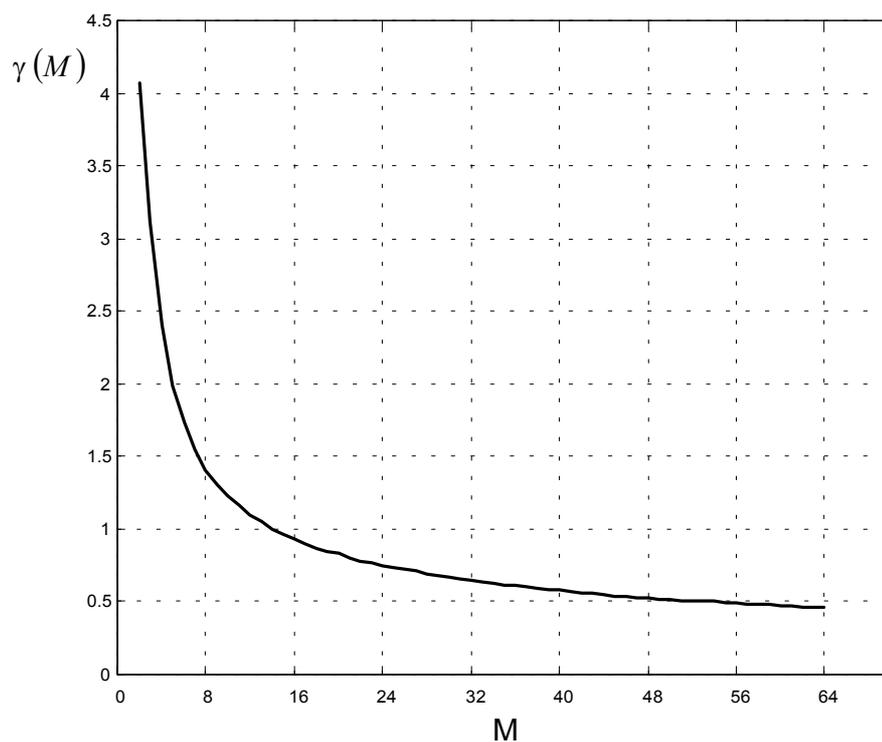


Рис.3.7. Зависимость коэффициента запаса от числа одновременно излучаемых пар ПСП в принятой СКК при $\frac{E_b}{N_{0Э}} = 20\text{дБ}$

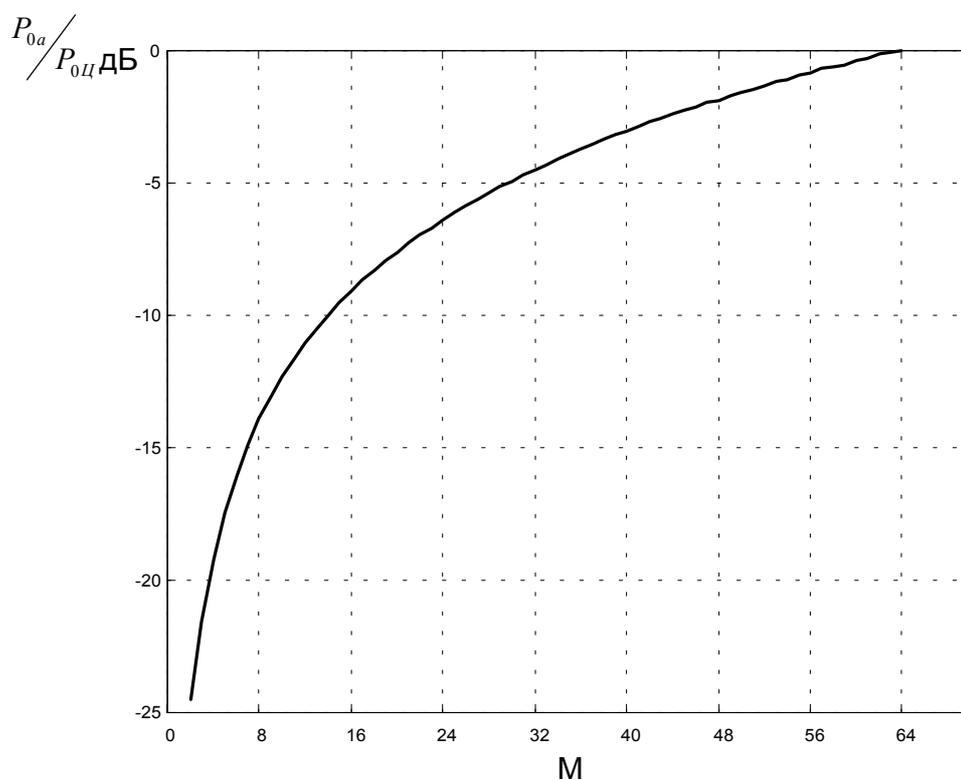


Рис.3.8. Требования на одностандартную компрессию абонентских станций по отношению к центральной в зависимости от числа используемых пар на абонентской станции.

СКК при $R > 4$.

При требованиях на пропускную способность меньших, чем допускает СКК с ФМ-2 и ФМ-4, в каждом информационном канале можно использовать многопозиционную конструкцию с $R > 4$. Отношение $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ при этом рассчитывается по формуле (3.26), а число одновременно излучаемых пар $(I; Q)$ сигналов равно (3.27).

Положив

$$MA_1^2 = \gamma P_0$$

и зафиксировав величину $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20 \text{ дБ}$, можно получить зависимость $\gamma(M)$, которая представлена на рис.3.9.

В этой СКК также представляет интерес зависимость дальности связи от позиционности $R = \frac{2L}{M}$ сигналов. Для оценки этой зависимости можно использовать соотношения:

мощность на один сигнал

$$P_1 = \frac{1}{2} A_1^2 = \frac{\gamma(M)}{2M} P_0;$$

мощность на один бит

$$P_{\sigma} = \frac{P_1}{\log_2 \frac{2L}{M}}.$$

На рис.3.10 представлена зависимость от M отношения

$$\frac{P_{\sigma}}{P_0} = \frac{\gamma(M)}{2M \log_2 \frac{2L}{M}},$$

которая может быть пересчитана на относительное увеличение дальности в зависимости от M .

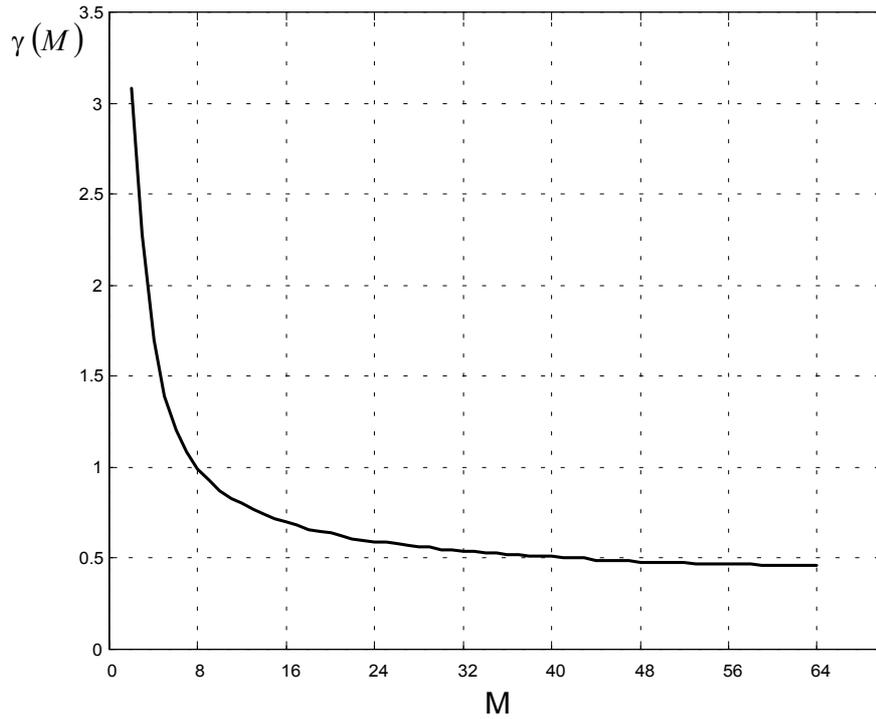


Рис.3.9. Зависимость коэффициента запаса от числа используемых пар $(I;Q)$ ПСП в многопозиционной СКК при фиксированном $\left(E_{\sigma}/N_{0\sigma} = 20\text{дБ}\right)$

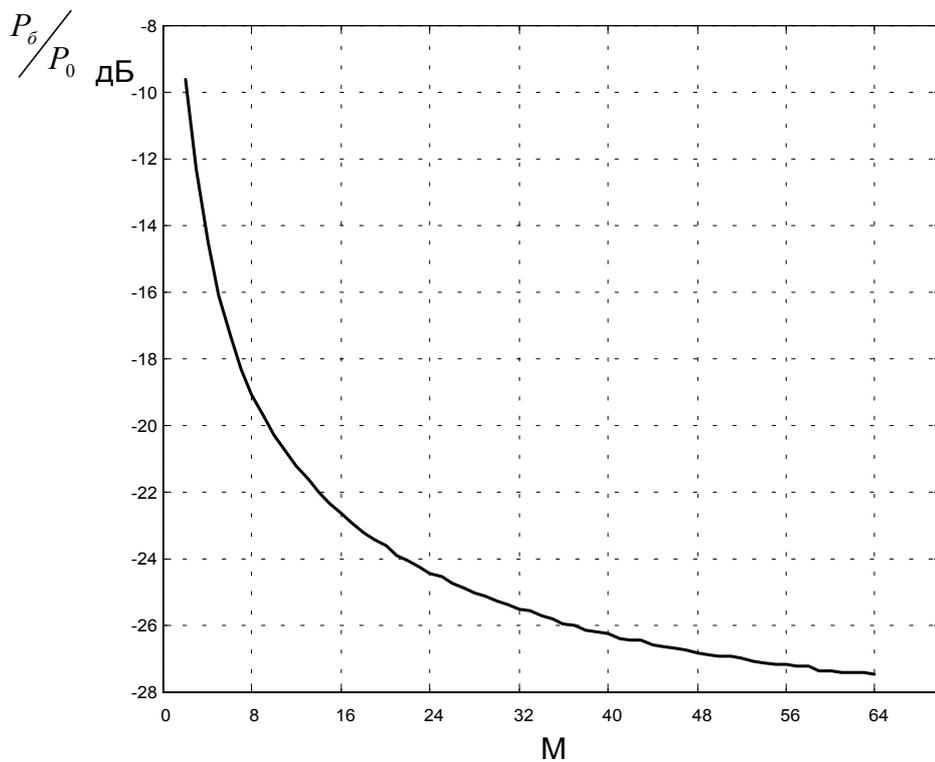


Рис.3.10. Зависимость от M величины P_{σ}/P_0 при многопозиционной системе сигналов и фиксированном $E_{\sigma}/N_{0\sigma} = 20\text{дБ}$

Как нетрудно заметить, увеличение позиционности R , приводит к снижению влияния НИ и возрастанию отношения $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$, но также уменьшает спектральную эффективность системы при $R > 4$ (3.28). Поэтому для сотовых и пикосотовых систем связи нецелесообразно выбирать позиционность $R > 4$. Случай $R = 4$, является при этом наиболее оптимальным, так как снижает ДД сигнала не уменьшая спектральную эффективность системы.

Для релейных линий и спутниковых систем связи, где требуется большая дальность связи и ППТ обладает ярко выраженными нелинейными свойствами, увеличение позиционности может значительно удешевить систему.

§3.4. Способы повышения спектральной эффективности системы.

Из приведенных выше результатов видно, что для OCDMA системы связи при канальной модуляции ФМ-2 возможно получить $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}$ при приемлемых аппаратных затратах. Если подставить $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} = 20\text{дБ}$ в (1.1) и (3.26)

то получим пропускную способность канала

$$C = \Pi \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) = 7.6\Pi$$

в то время как, при канальной модуляции вида ФМ-2 имеем не более 2Π , что говорит о потенциальной возможности повышения пропускной способности канала, путем применения спектрально-эффективных способов модуляции абонентского канала (разновидности КАМ модуляции). Вариантом такой модуляции является случай, когда амплитуда ОП в каждой квадратуре не фиксированная, а принимает ряд значений в соответствии с передаваемой информацией. Данный вид модуляции приводит к возрастанию ДД излучаемого сигнала, что в первом приближении эквивалентно увеличению

базы сигнала L . Отличие заключается в том, что при увеличении базы сигнала, мощность помехи ограниченно возрастает, а энергия приходящиеся на бит остается постоянной и как следует из (3.25), (3.26)

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \frac{E_{\delta}}{N_{0\delta}} \geq \frac{1}{192 \times (IMD3)} \quad (\text{канальная модуляция ФМ-2}).$$

При увеличении же числа уровней квантования амплитуды ОП, возрастает эквивалентная база сигнал, что приводит к ограниченному возрастанию мощности помехи, а также уменьшается энергия приходящиеся на бит информации. Из приведенных рассуждений следует, что при $L \gg 1$ эффектом возрастания мощности помехи можно пренебречь.

При анализе схем с КАМ модуляцией для вычисления BER используют соотношение $\frac{E_s}{N_{0\delta}}$, где E_s - усредненная энергия приходящиеся на один информационный символ [57]. Если положить $E_s = E_{\delta}^{\Phi M-2}$, где $E_{\delta}^{\Phi M-2}$ - энергия приходящиеся на бит при модуляции вида ФМ-2, то при $L \gg 1$ соответственно $\frac{E_s}{N_{0\delta}} = \frac{E_{\delta}^{\Phi M-2}}{N_{0\delta}}$ и соответственно $\frac{E_{\delta}^{\Phi M-2}}{N_{0\delta}} \approx 20 \text{ dB}$. Такое значение позволяет при $BER < 10^{-6}$ применять модуляцию вида КАМ-16 [57], что повышает спектральную эффективность системы приблизительно в 2 раза ($\approx 4\text{П}$ вместо 2П). Для иллюстрации вышесказанного на рисунке 3.11 представлена диаграмма разрешенных состояний начальных фаз и амплитуд ОП, соответствующая модуляции вида КАМ-16 и ФМ-2 при передачи по обоим квадратурам одной и той же ОП (два активных абонента используют одинаковую ОП в разных квадратурах).

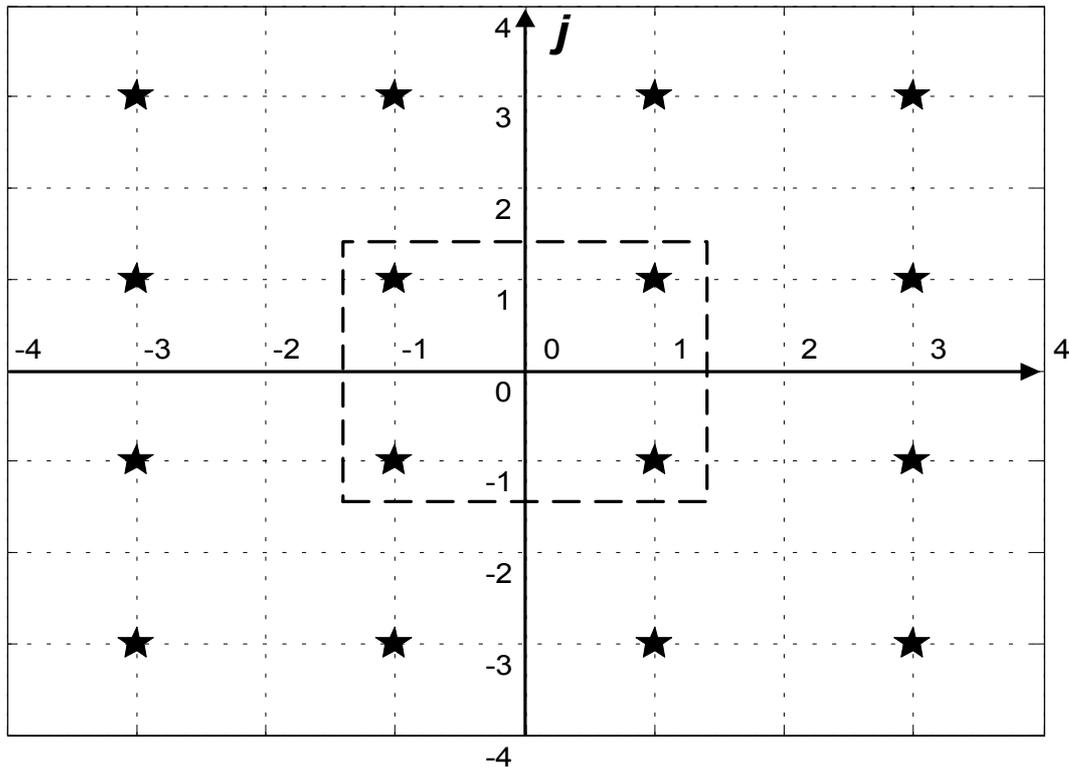


Рис. 3.11. Диаграмма состояний для случая КАМ-16.
Разрешенные состояния для случая ФМ-2 обведены пунктиром.

Выводы по главе 3.

На основании полученных в предыдущей главе результатов был проведен анализ зависимости отношения сигнал/помеха на выходе устройства сжатия от параметров ППТ. Для этого более подробно рассмотрена модель формируемого в системе колебания. Предложен способ обобщенного описания используемых в системе ортогональных последовательностей.

При анализе автокорреляционных свойств формируемого колебания получено, что имеет место две крайние ситуации.

1. Когда активные абоненты используют набор ОП охватывающих весь ансамбль функций Уолша.
2. Когда используемые активными абонентами ОП аддитивно замкнуты в подгруппу.

Для двух предложенных крайних ситуаций произведен анализ зависимости отношения сигнал/помеха от параметров тракта. Результаты

анализа показали, что при одинаковом значении $IMD3$ фазовая нелинейность сильнее сказывается на качестве связи, чем кубическая, на основании чего была получена нижняя граница отношения сигнал/помеха для ЛБВ УМ (3.24). Для транзисторного усилителя мощности, где амплитудно-фазовая конверсия практически отсутствует использование (3.24) нецелесообразно.

Из результатов, представленных на рис. 3.1 видно, что для канальной модуляции вида ФМ-2 значение $IMD3 = -30\text{дБ}$ по сути является максимально-допустимым значением для уровня интермодуляционных частот третьего порядка (Выводы по главе 1). Для минимизации НИ до уровня помех обусловленных МСИ (-25дБ) исходя из (3.20), (3.25) необходимо иметь

$IMD3 < -40\text{дБ}$ - для транзисторного УМ (кубическая нелинейность)

$IMD3 < -45\text{дБ}$ - для ЛБВ усилителя (АМ/ФМ преобразование).

При выходной мощности УМ $\approx 1\text{Вт}$ данные требования на уровень интермодуляционных частот могут представлять серьезную проблему для разработчика.

Поэтому на основании полученных соотношений были рассмотрены пути снижения влияния нелинейных искажений на качество работы системы, в частности применением многопозиционной сигнальной кодовой конструкции. Рассмотрена взаимосвязь позиционности сигнально-кодовой конструкции и дальности связи при фиксированных параметрах нелинейности. Показано что существенное снижение требований к линейности тракта не может быть достигнуто без потери спектральной эффективности системы.

Для ППТ с малым уровнем НИ рассмотрены пути увеличение спектральной эффективности системы применением многоуровневых методов модуляции ортогональных последовательностей (КАМ-16).

В целом полученные здесь результаты дают инженеру разработчику готовый математический аппарат, позволяющий без сложных вычислительных затрат рассчитать качество связи при заданных параметрах усилителя мощности, а также выбрать оптимальные параметры ППТ для

заданных характеристик системы (дальность связи, качество связи, спектральная эффективность).

Глава 4. Анализ достоверности полученных результатов, их практическое применение.

Аннотация.

Полученные в предыдущей главе результаты позволяют оценить качество связи при известных параметрах нелинейного ППТ, а также выбрать оптимальные параметры ППТ для заданных характеристик системы. Настоящая глава посвящена проверке полученных результатов, а также сравнению полученных теоретических оценок с результатами измерений параметров реальной OCDMA системы «CDMA РКК- 3/5».

Для проверки полученных результатов применим два подхода: 1) расчет полученных теоретических оценок другим (общепринятым) способом; 2) компьютерное имитационное моделирование. В процессе верификации будет проверяться не только близость полученных разным способом зависимостей отношения сигнал/помеха но и справедливость сделанных в процессе анализа допущений и предположений:

- 1) использование аппроксимации реальной характеристики УМ рядом Тейлора без введения ограничения дает меньшее отношение сигнала/помеха, чем с ограничением, при одном и том же IMD3;
- 2) использование при анализе функции распределения входного сигнала дает завышенную оценку отношения сигнал/помеха.

Напомним, что первое предположение было сделано при выборе модели нелинейности УМ (Глава 2), а второе послужило одним из основных предпосылок для написания данной работы (Введение).

§4.1. Сравнение полученных результатов с результатами других авторов⁹.

Как уже отмечалось во введении настоящей диссертационной работы, анализ влияния НИ на качество связи в OCDMA системах связи представлен в [11,27,30,37].

Работа [11] посвящена оптической OCDMA системе связи. СКК используемые в оптической системе обладают рядом особенностей, затрудняющих применение полученных в [11] результатов к радиосистемам.

В [37] результате не доведен до четкой легко воспринимаемой формулы, а в представленных промежуточных вычислениях опущен ряд параметров необходимых для расчета.

В работах [27] и [30] используется другая математическая модель нелинейности (дробно-полиномиальная), поэтому для корректного сравнения требуется дополнительный анализ. К сожалению методы анализа, используемые в [27] и [30] весьма громозди, поэтому в качестве альтернативного нашему методу расчета отношения сигнал/помеха возьмем метод, используемый в [21,67], который позволяет найти статистические параметры сигнала на выходе произвольного нелинейного устройства без памяти при известном законе распределения входного сигнала.

Для анализа возьмем модель нелинейности, состоящей непосредственно из безинерционного нелинейного элемента с характеристикой и полосового фильтра, выделяющего без искажений частотные компоненты вблизи центральной частоты ω_0 и подавляющие компоненты вблизи частот $2\omega_0, 3\omega_0 \dots$ (широкополосные фильтры в передатчике и приемнике, см. рис 1.4) [67]. Из сказанного следует, что предлагаемая для сравнения модель не учитывает \sqrt{PK} фильтр приемника, поэтому для проведения сравнения примем в (3.13)-(3.25) $\lambda = 1$.

⁹ Основные результаты, приведенные в данной главе опубликованы в [77].

Методика расчета уровня нелинейных искажений.

Согласно [67] при прохождении колебания (1.2) через амплитудную нелинейность на выходе будем иметь колебание

$$y(t) = g[A(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \zeta(t) A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (4.1)$$

где

$$\zeta(t) = \frac{g[A(t)]}{A(t)}$$

эффективное усиление [67], которое полагаем при $A \rightarrow 0$ равным единице (2.2). Функция $\zeta(t)$ имеет ступенчатый характер и на l -ом интервале длительностью T_q принимает значение

$$\zeta(l) = \frac{g[A(l)]}{A(l)}.$$

Если безинерционное нелинейное преобразование описывается функцией $F(x)$, то [67]

$$g(A) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(a \cos \theta) \cos \theta d\theta \quad (4.1a)$$

То есть $g(A)$ является преобразованием Чебышева функции $F(z)$.

В приемнике входная реализация расщепляется на две квадратурные компоненты

$$I^{IPM}(t) = \zeta(t) b(t); \quad Q^{IPM}(t) = \zeta(t) \tilde{b}(t). \quad (4.2)$$

Далее для вынесения решения относительно двоичного символа q_n передаваемого в синфазной компоненте n -го канала осуществляется вычисление взаимно-корреляционного интеграла.

$$\eta_n = \int_0^{T_s} I(t) b_n(t) dt \quad (4.3)$$

и сравнение его с нулем в решающей схеме.

Подставляя (1.3), (3.1) и (4.2) в (4.3), получаем

$$\eta_n = q_n T_q A_1 \sum_{l=0}^L \zeta(l) + T_q A_1 \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) \nu(p_k \oplus p_n, l). \quad (4.4)$$

Первое слагаемое представляет собой сигнальную компоненту η_n^S , второе помеховую η_n^H . При этом, если безынерционный элемент линейный ($\zeta(l) = 1$), то помеховая компонента помеха компонента - нулевая.

Как сигнальная, так и помеховая компоненты являются случайными. При нахождении средних и дисперсии указанных компонент величины q_k и $\zeta(l)$ полагаем независимыми ($K \gg 1$).

Среднее значение сигнальной компоненты

$$\langle r_n^S \rangle = q_n T_q A_1 L \langle \zeta(l) \rangle. \quad (4.5)$$

Дисперсия

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - \langle \eta_n^S \rangle^2 = T_q^2 A_1^2 \left\{ \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle - L^2 [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\}$$

Нетрудно видеть, что в первой статистической модели формируемого колебания

$$\langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle = \langle \zeta(l) \rangle^2 + [\langle \zeta^2(l) \rangle - \langle \zeta(l) \rangle^2] \times \delta(l_1 - l_2) \quad (4.6)$$

и поэтому

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - \langle \eta_n^S \rangle^2 = T_q^2 A_1^2 L \left\{ \langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\}.$$

Отношение дисперсии к квадрату среднего

$$\frac{\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - \langle \eta_n^S \rangle^2}{\langle \eta_n^S \rangle^2} = \frac{1}{L} \left\{ \frac{\langle \zeta^2(l) \rangle}{[\langle \zeta(l) \rangle]^2} - 1 \right\}. \quad (4.7)$$

Для второй статистической модели имеем

$$\eta_n^S = q_n T_q A_1 \frac{L}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \zeta(l).$$

Поэтому

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - \langle \eta_n^S \rangle^2 = T_q^2 A_1^2 \frac{L^2}{K} \left\{ \langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\}.$$

Отношение дисперсии к квадрату среднего

$$\frac{\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - \langle \eta_n^S \rangle^2}{\langle \eta_n^S \rangle^2} = \frac{1}{K} \left\{ \frac{\langle \zeta^2(l) \rangle}{[\langle \zeta(l) \rangle]^2} - 1 \right\}. \quad (4.8)$$

При слабых искажениях и значениях $K; L \gg 1$ величины (4.7) и (4.8) можно ожидать небольшими и вариациями сигнальной компоненты можно пренебречь.

Рассмотрим далее помеховую компоненту

$$\eta_n^{\Pi} = T_q A_1 \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) \nu(p_k \oplus p_n, l). \quad (4.9)$$

Ее среднее значение

$$\langle \eta_n^{\Pi} \rangle = 0.$$

Дисперсия в первой статистической модели формируемого колебания

$$\begin{aligned} \sigma_{\Pi 1}^2 &= \langle (\eta_n^{\Pi})^2 \rangle = T_q^2 A_1^2 \sum_{k \neq n}^K \left\langle \left[\sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) \nu(p_k \oplus p_n, l) \right]^2 \right\rangle = \\ &= T_q^2 A_1^2 \sum_{k \neq n}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle \nu(p_k \oplus p_n, l_1) \nu(p_k \oplus p_n, l_2) = \\ &= T_q^2 A_1^2 \sum_{k \neq n}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \left\{ \langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\} = T_q^2 A_1^2 L(K-1) \left\{ \langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Если пренебречь вариациями сигнальной компоненты, то отношение сигнал/помеха в первой модели формируемого колебания

$$\left(\frac{S}{N} \right)_1 = \frac{\langle \eta_n^S \rangle^2}{\sigma_{\Pi 1}^2} = \frac{L}{K-1} \frac{[\langle \zeta(l) \rangle]^2}{\langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2}. \quad (4.11)$$

Рассмотрим также

$$\begin{aligned} \langle \eta_{n_1}^{\Pi} \eta_{n_2}^{\Pi} \rangle &= T_q A_1^2 \sum_{k \neq n_1}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle \nu(p_k \oplus p_{n_1}, l_1) \nu(p_k \oplus p_{n_2}, l_2) = \\ &= T_q A_1^2 \left[\langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2 \right] \sum_{k \neq n_1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \nu(p_{n_1} \oplus p_{n_2}, l) = 0, \end{aligned}$$

то есть помеховые компоненты в различных каналах n - некоррелированы.

Для второй модели формируемого колебания

$$\eta_n^{\Pi} = T_q A_1 \frac{L}{K} \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l'=0}^{K-1} \zeta(l') \nu(p_k \oplus p_n, l')$$

Соответственно, дисперсия

$$\begin{aligned}\sigma_{n_2}^2 &= T_u^2 A_1^2 \frac{L^2}{K^2} \sum_{k \neq n}^K \sum_{l_1=0}^{K-1} \sum_{l_2=0}^{K-2} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle \mathcal{N}(p_k \oplus p_n, l_1) \mathcal{N}(p_k \oplus p_n, l_2) = \\ &= T_u^2 A_1^2 \frac{L^2}{K^2} K(K-1) \left\{ \langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\}.\end{aligned}$$

А отношение $\frac{E_{\sigma}}{N_0}$ для канальной модуляции вида ФМ-2

$$\left(\frac{S}{N} \right)_2 = \frac{\langle \eta_n^s \rangle^2}{\sigma_{n_2}^2} \cong \frac{[\langle \zeta(l) \rangle]^2}{\langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2}. \quad (4.12)$$

Также как и в первой модели формируемого колебания помехи в канале с различными номерами n - некоррелированы.

Полученные соотношения позволяют рассчитать отношение сигнал/помеха на выходе коррелятора при известной характеристике нелинейности и законе распределения амплитуды сигнала на входе УМ.

Закон распределения амплитуды.

Исходя из [48,71], а также результатов моделирования (рис. 4.1) при $L \gg 1$ и $K \gg 1$ можно использовать гауссовскую аппроксимацию одномерного закона распределения случайных функций $b(t)$ и $\tilde{b}(t)$, а также релеевскую аппроксимацию для одномерного закона распределения амплитуды $A(t)$.

$$p(A) = \frac{A}{\bar{A}^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{2\bar{A}^2}\right\},$$

так как

$$\bar{A}^2 = \int_0^{\infty} A^2 p(A) dA = 2\bar{A}^2$$

С другой стороны

$$\langle A^2 \rangle_q = 2KA_1^2,$$

то имеем аппроксимацию

$$p(A) = \frac{A}{KA_1^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{2KA_1^2}\right\}; A \geq 0 \quad (4.13)$$

И, соответственно, имеем

$$\langle \zeta(l) \rangle = \int_0^{\infty} \zeta(A) p(A) dA; \quad \langle \zeta^2(l) \rangle = \int_0^{\infty} \zeta^2(A) p(A) dA.$$

Кубическая нелинейность представляется функцией

$$F(x) = x + \alpha_3 x^3.$$

При этом

$$\begin{aligned} \zeta(A) &= \frac{g(A)}{A} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [A \cos \theta + \alpha_3 A^3 \cos^3 \theta] \cos \theta d\theta = \\ &= 1 + \alpha_3 A^2 \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos^4 \theta d\theta = 1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Полученная формула аналогична (2.7), полученной во второй главе настоящей работы.

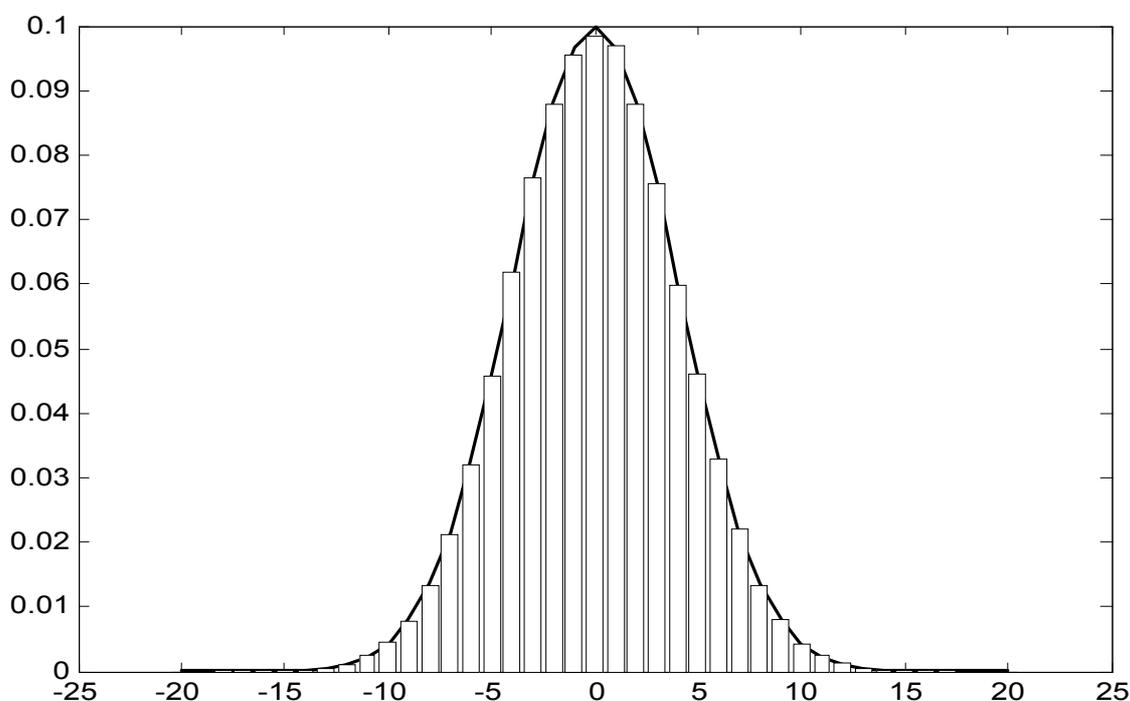


Рис. 4.1. Нормированная гистограмма отсчетов на входе УМ $K=16$, совмещенная с кривой плотности вероятности нормального закона $m = 0, \sigma = 4$. Общий объем выборки при эксперименте = 128 000 отсчетов.

Кубическая нелинейность и ограничитель имеет вид

$$F(x) = \begin{cases} x + \alpha_3 x^3; & |x| \leq x_H \\ c; & x > x_H \\ -c; & c < -x_H \end{cases}, \quad (4.15)$$

где

$$c = x_H + \alpha_3 x_H^3,$$

а x_H удовлетворяет условию $0 < x_H < \sqrt{-\frac{1}{3\alpha_3}}$, то есть ограничение наступает не позже точки перегиба функции $x + \alpha_3 x^3$. Так как величина α_3 отрицательная, то $F(x)$ имеет вид, изображенный на рис.4.2.

Эффективное усиление (при этом равно

$$\zeta(A) = \begin{cases} 1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A^2; A \leq x_H \\ \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A^2\right) \arcsin \frac{x_H}{A} + \frac{2}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{x_H}{A}\right)^2} \times \\ \times \left\{ \frac{x_H}{A} - \frac{3}{4}\alpha_3 A^2 \frac{x_H}{A} + \frac{1}{2}\alpha_3 A^2 \left(\frac{x_H}{A}\right)^3 \right\}; A > x_H. \end{cases} \quad (4.16)$$

Из (4.15)-(4.16) видно, что в модели фигурирует два независимых параметра α_3 и уровень ограничения x_H .

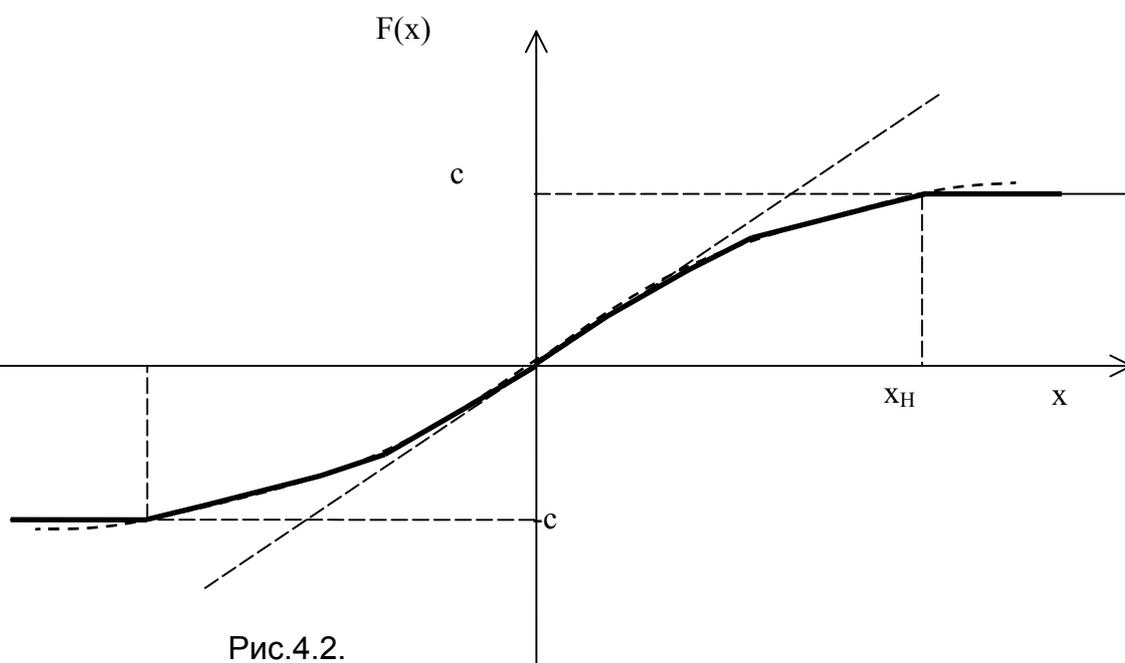


Рис.4.2.

Случай когда ограничение наступает в точке экстремума наиболее близок к действительности (4.17), однако, как известно из [65] точка ограничения не всегда соответствует точке экстремума, поэтому будет также рассмотрен

случай с точкой ограничения находящейся ниже точки экстремума на $\approx 5\text{дБ}$ (4.18). Исходя [65] данный диапазон рассмотрения является вполне достаточным.

$$x_H^2 / 2 = \frac{3}{32\sqrt{IMD3}} P_m \quad (4.17)$$

$$x_H^2 / 2 = \frac{1}{32\sqrt{IMD3}} P_m \quad (4.18)$$

Проверка корректности выбора модели.

Используя полученные выше соотношения, были выполнены расчеты для значений $L=128$ и $IMD3 = -30\text{дБ}$. Средняя мощность колебания при полной загрузке полагалась равной максимальной мощности при двухчастотном методе тестирования ($LA_1^2 = P_m$). Результаты расчетов представлены на рисунке 4.3. Сплошные кривые представляют границы отношения сигнал/помеха в отсутствие ограничителя, пунктирные кривые – с уровнем ограничения в точке экстремума функции $f(x) = x + \alpha_3 x^3$, а точечные кривые – с ограничением ниже точки экстремума на $\approx 5\text{дБ}$. Из рисунка видим, что минимальное отношение сигнал/помеха имеет место в отсутствие ограничителя. При уменьшении $IMD3$ рассмотренные выше зависимости начнут сходиться, так как будет уменьшаться влияние ограничения. Увеличение $IMD3 > -30\text{дБ}$ нежелательно, так как $IMD3 = -30\text{дБ}$ - по сути является верхней границей для уровня интермодуляционных частот в случае кубической нелинейности (Выводы по главе 3)

Исходя из вышесказанного можно заключить, что аппроксимация реальной амплитудной характеристики УМ, кубическим полиномом без зоны ограничения (2.8) дает нижнюю границу отношения сигнал помеха. Данный результат согласуется с предположением, сделанным во второй главе настоящей работы при выборе метода аппроксимации амплитудной характеристики усилителя мощности.

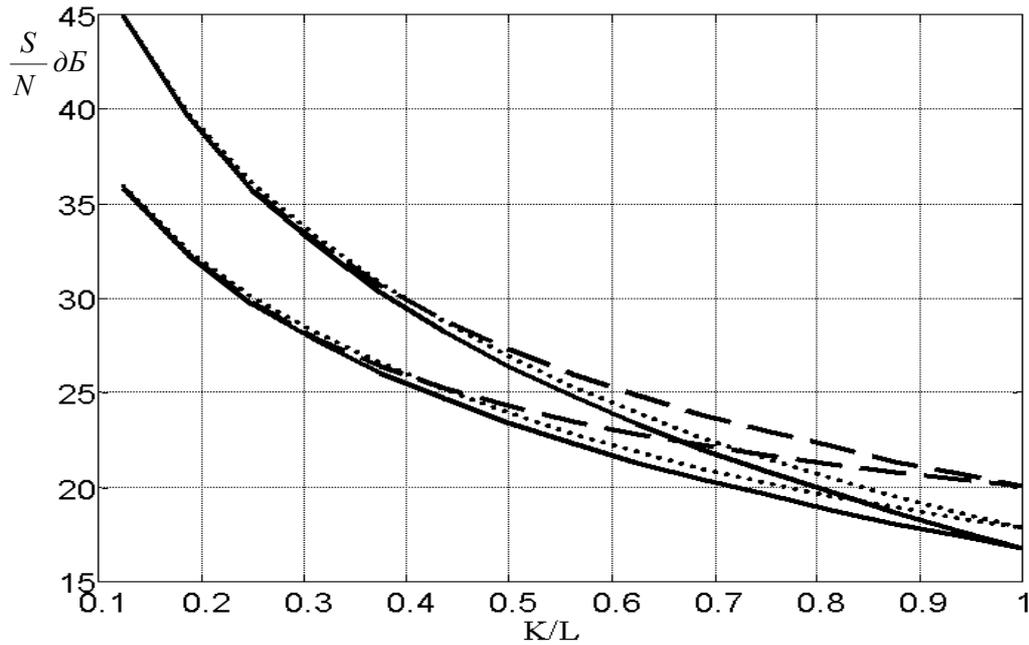


Рис. 4.3. Границы отношения $\frac{S}{N}$ в условиях кубической нелинейности при разных условиях ограничения:

- сплошные кривые - без ограничения;
- пунктирные кривые - ограничение в точке экстремума;
- точечные кривые - ограничение ниже точки экстремума.

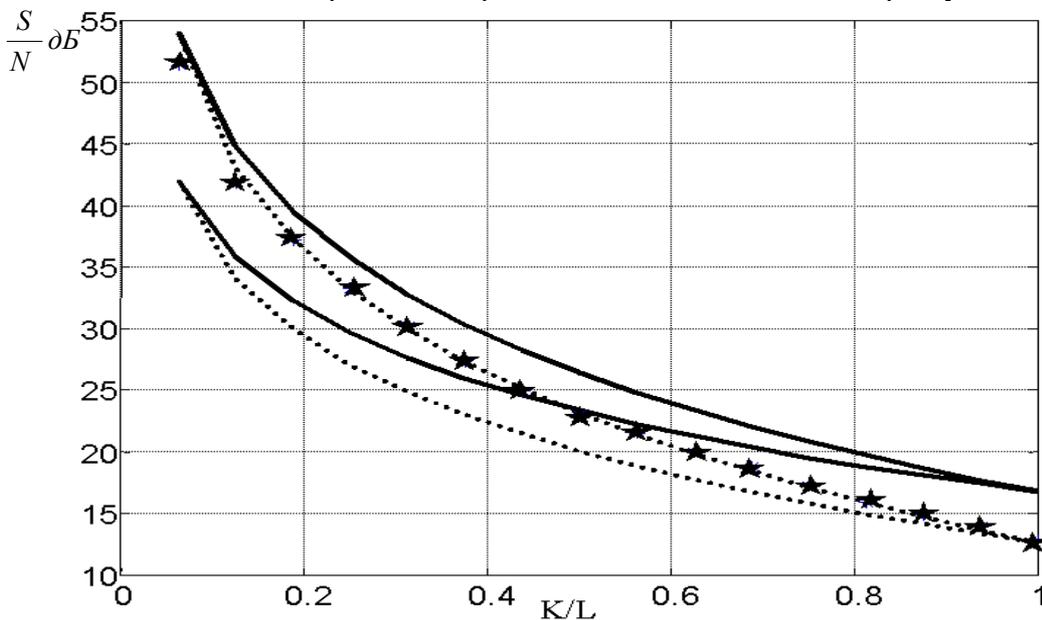


Рис. 4.4. Границы отношения $\frac{S}{N}$ в условиях кубической нелинейности и результат моделирования:

- точечные кривые - строгий расчет;
- ★ - результат моделирования;
- сплошные кривые – расчет с использованием гауссовской аппроксимации.

§ 4.2. Компьютерное имитационное моделирование.

Полученные в предыдущем параграфе результаты говорят о корректности выбора метода аппроксимации нелинейной характеристики УМ полиномом третьего порядка без введения зоны ограничения. При написании настоящего параграфа ставилась задача, проверки полученных в третьей главе теоретических зависимостей отношения сигнал/помеха от параметров ППТ.

Для проверки правильности полученных результатов было выполнено имитационное компьютерное моделирование при $L = 128$, $P_m = LA_1^2$, $IMD3 = -30\text{дБ}$ и случайно выбранных для излучаемого сигнала подмножеств из K сигналов ансамбля. Построенная при этом модель ППТ полностью соответствовала математической модели кубической нелинейности (2.8). Точки для которых производилось моделирование отмечены на рис. 4.4 звездой. На рис. 4.4 также приведены результаты теоретических расчетов по формуле (3.13) и с использованием гауссовской аппроксимацией. Из сравнения приведенных зависимостей видно, что теоретические результаты, полученные предложенным в настоящей работе методом, совпадают с результатами моделирования, а результаты, полученные с использованием гауссовской аппроксимации дают завышенную оценку отношения сигнал/помеха, как это и предполагалось при анализе работ других авторов (см Введение к диссертации). При полной загрузке ошибка приближенного метода составляет более 4дБ .

Из представленных на рис. 4.4 зависимостей видно, что выбранный для моделирования набор ОП соответствует первой статистической модели колебания (модель с некоррелированными отсчетами).

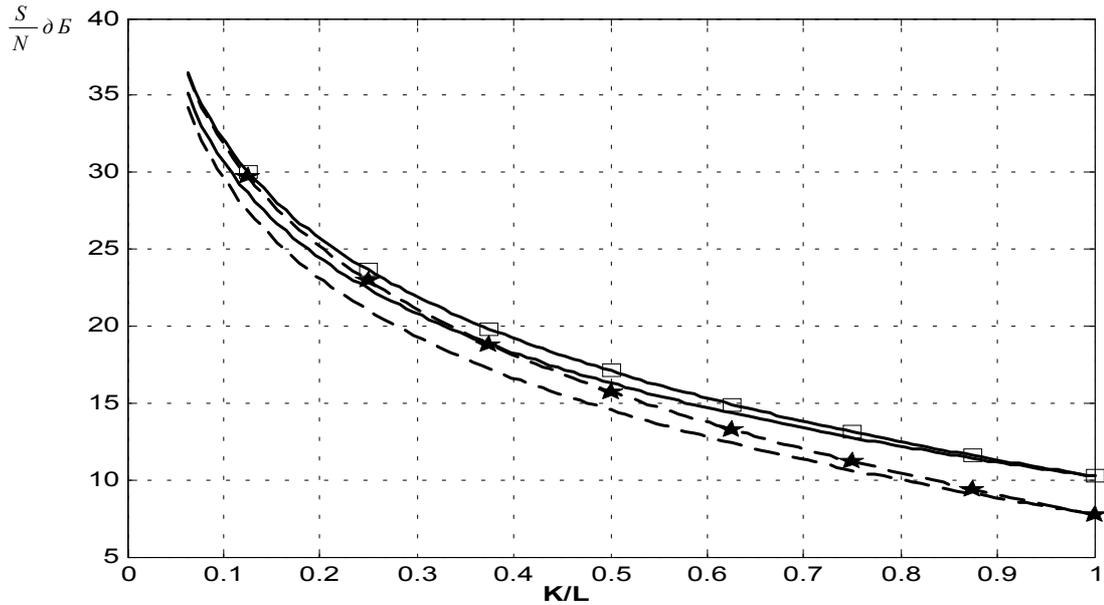


Рис. 4.5. Зависимости отношения сигнал/помеха от загрузки абонентами

- сплошные кривые – теоретическая оценка влияния АМ/ФМ преобразование, $IMD3 = -30\text{дБ}$;
- пунктирные – теоретическая оценка влияния совмещенной нелинейности $IMD3_3 = IMD3_A - 30\text{дБ}$;
- «звезда» - моделирование для совмещенной нелинейности
- «квадрат» - моделирование для АМ/ФМ преобразование

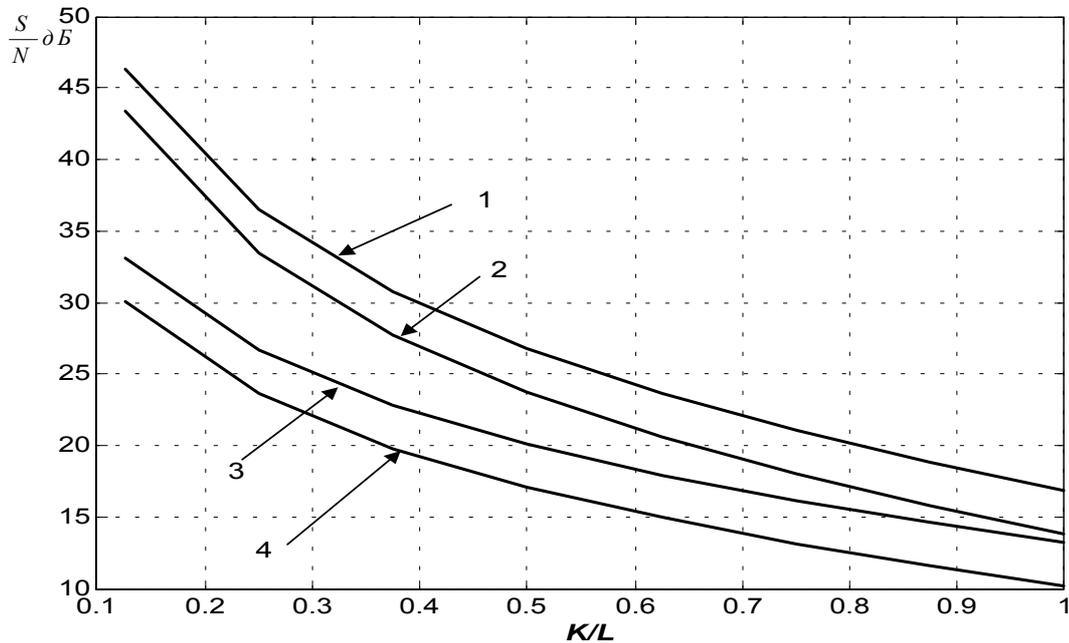


Рис. 4.6. Зависимости отношения $\frac{S}{N}$ от загрузки абонентами с фильтрами типа $\sqrt{ПК}$ и без них:

- кривая №1 – кубическая нелинейность с $\sqrt{ПК}$ фильтрами
- кривая №2 – кубическая нелинейность без фильтров
- кривая №3 – нелинейность вида АМ/ФМ с $\sqrt{ПК}$ фильтрами
- кривая №4 – нелинейность вида АМ/ФМ без фильтров

Для проверки предположения о наличии двух статистических моделей формируемого колебания было проведено моделирование при $K = 32$ и различных наборах излучаемых ОП. В результате проведенного моделирования диапазон изменения $\frac{S}{N}$ от выбранных для излучения ОП в точности заключался между границами, определяемыми из (3.12а-б). В дальнейшем при моделировании будем использовать набор ОП соответствующий первой статистической модели формируемого колебания.

Также было проведено моделирование тракта для случая с фазовой нелинейностью и совмещенной нелинейностью. Из графиков приведенных на рис. 4.5 видно, практически полное совпадение теоретических результатов и результатов моделирования.

На рис. 4.6 приведены результаты моделирования тракта с фильтрами типа корень из поднятого косинуса в приемнике и передатчике и без них. Из результатов видно, что наличие фильтров снижает влияние нелинейных искажений на 3дБ , что совпадает с оценками, сделанными при разработке модели приемо-передающего тракта.

Из представленных результатов моделирования видно, что они хорошо согласуются с полученными в настоящей работе теоретическими результатами. Это дает основание для использования полученных аналитических зависимостей при проектировании СВЧ-передатчика OCDMA системы «CDMA РКК- 3/5».

Методика проведения имитационного моделирования.

Для имитационного моделирования были использованы возможности математической среды Matlab 6 и входящего ее состав программного пакета Simulink R4. В редакторе Simulink была построена модель исследуемого ППТ (рис 4.7). Данная модель практически полностью соответствует функциональной модели ППТ, представленной на рис. 1.4 где:

1. Блоки «sq Riased-cos filter», «sq Riased-cos filter1», «Porduct», «Porduct1», «NO», «Sum» на рис. 4.7 - соответствуют блоку «Цифровой модулятор + $\sqrt{ПК}$ фильтр».
2. Блоки «Fcn», «Analog Filter Design2» - соответствуют блоку «Полосовая нелинейность» на рис. 1.4.
3. Блоки «Hilbert Transformation», «Integer Delay», «Complex Demod», «sq Riased-cos filter2», «sq Riased-cos filter3» - блоку «Цифровой демодулятор + $\sqrt{ПК}$ фильтр» на рис. 1.4.

Заметим, что модель на рис. 4.7 не включает устройства расширения сжатия сигнала, которые были реализованы программно. В случае, когда требовалось получить результаты для тракта без $\sqrt{ПК}$ фильтров, то из модели исключались элементы «sq Riased-cos filter ...».

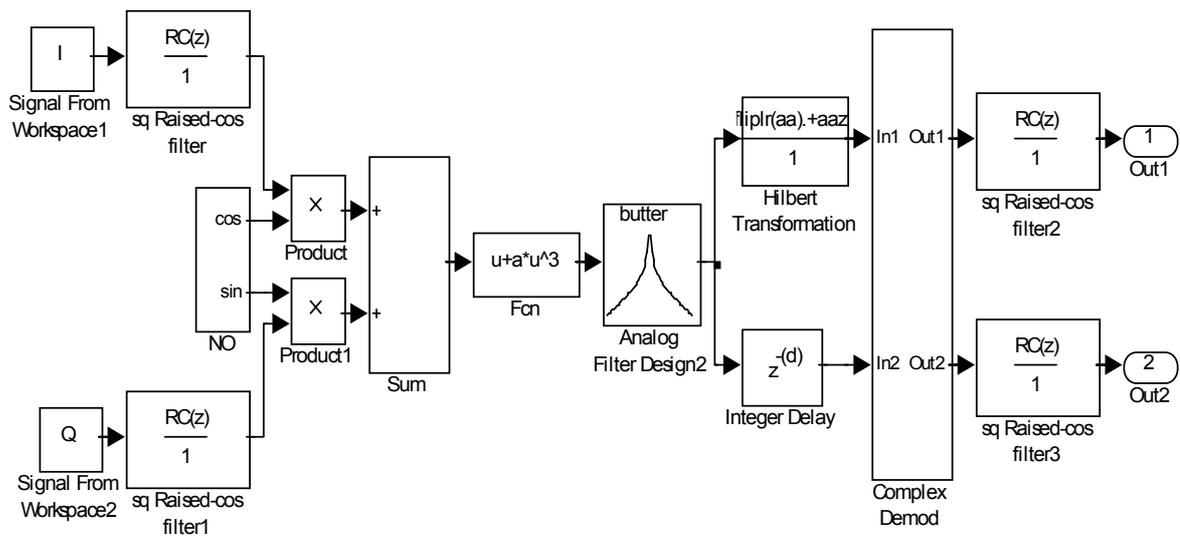


Рис. 4.7 Модель ППТ построенная в редакторе программы Simulink.

При проведении моделирования в соответствии с (1.3) при $K=8, 16, 32, 64, 128$ и $L=128$ формировались входные воздействия. Каждый эксперимент включал не менее 1000 длительностей ОП. Измерение сигнальной и помеховой составляющих происходило на выходе всех 128×2 корреляторов. При этом принятый сигнал синхронизировался с переданными

информационными символами и деманипулировался. В полученных последовательностях вычислялись дисперсия и среднее. Их значения усреднялись отдельно по всем излучаемым ОП. Отношение квадрата среднего и дисперсии и давало искомое отношение $\frac{S}{N}$.

§4.3. Выбор параметров системы фиксированной связи «CDMA РКК- 3/5»¹⁰.

Система «CDMA РКК- 3/5» предназначена для построения сетей фиксированной радиосвязи по принципу «точка - точка» и «звезда». Система включает центральную станцию, соединенную по интерфейсу E1 с городской АТС, и базовые станции, соединенные по интерфейсу E1 с учрежденческой АТС или локальными сетями.

- Зона обслуживания представляет собой соту с радиусом до 30 км.
- Интерфейсы центральной и базовой станций - E1, G703.
- Максимальное количество линий на одну центральную станцию при односекторной антенне и использовании одной несущей - $2 \times E1$. Общая скорость в радиоканале 4.096 Мбит/с.
- Число пространственных секторов до 6.
- Число несущих частот до 6.
- Вероятность ошибки на бит передаваемой информации:
 - при передаче речевых сообщений не более $BER = 10^{-6}$;
 - при передаче данных не более $BER = 10^{-8}$.

В обоих направлениях используется широкополосный радиодоступ с кодовым разделением каналов. Для расширения спектра и кодового разделения используется ансамбль ортогональных псевдослучайных

¹⁰ Подробная информация по системе «CDMA РКК- 3/5» приведена в приложении №3.

последовательностей. Длина ОП равна 128. Синхронизация осуществляется в обоих направлениях по пилот-сигналу.

В прямом и обратном каналах используются одинаковые методы модуляции и расширения спектра. Модуляция данных осуществляется методом квадратурной фазовой модуляции (многопозиционная модуляция $R = 4$) для каждого отдельного канала. Групповой сигнал соответствует модуляции КАМ.

Высокое качество работы системы, требовало минимизации искажений, возникающих в каждом из узлов системы, для чего был решен целый ряд научно-технических задач, часть из которых освещена в главе 1 настоящей работы. В частности было получено, что нелинейность УМ при требуемых больших выходных мощностях оказывает доминирующее влияние на качество связи. Отсутствие в доступной литературе готовой формулы, раскрывающей зависимость качества связи от параметров УМ, послужило причиной для проведения собственного анализа, представленного в третьей главе настоящей работы. Проведенное затем в имитационное моделирование подтвердило справедливость полученных зависимостей, и целесообразность их применения для выбора параметров системы связи: выбора сигнально-кодовой конструкции и формирование технического задания на УМ передатчика.

На основании полученных в третьей результатов была выбрана СКК с $R = 4$, позволяющая снизить требования к линейности ППТ и упростить устройство формирования сигнала без снижения спектральной эффективности системы.

При формировании требований к УМ отталкивались от того, что для ППТ без УМ было получено отношение сигнал/помеха на выходе УСС $\frac{S}{N} \approx 25\text{дБ}$ при полной загрузке, а характеристики УМ надо выбрать таким образом, чтобы не ухудшить качественные характеристики системы. Из вышесказанного следует, что отношение сигнал/помеха, обусловленное НИ

должно быть, при всех прочих идеальных условиях $\frac{S}{N} > 25\text{дБ}$, что эквивалентно $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\text{э}}} > 19\text{дБ}$ без учета помехоустойчивого кодирования.

Из представленной на рис. 3.6 зависимости видно, что для обеспечения $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\text{э}}} \approx 19\text{дБ}$ необходимо, чтобы уровень однодецибельной компрессии P_0 лежал приблизительно на 3дБ выше средней мощности при полной загрузке ($\gamma = 0.45$), что соответствует уровню интермодуляционных частот $IMD3 < -38\text{дБ}$ (2.11а). Поэтому в техническом задании на УМ были зафиксированы следующие цифры: $IMD3 < -40\text{дБ}$ при выходной мощности $P_{\text{вых}} > 250\text{мВт}$. Данный уровень мощности позволяет поддерживать связь на расстояние порядка 30км [81].

§4.4. Измерение параметров системы фиксированной связи «CDMA РКК- 3/5».

В процессе проектирования, создания и отладки системы «CDMA РКК- 3/5» отдельных ее узлов и макетных образцов было поведено большое количество измерений различного характера. В частности, все приводимые в первой главе настоящей диссертационной работы результаты имеют свое экспериментальное подтверждение. Приводимые в настоящем параграфе результаты относятся к измерению параметров УМ, а также к измерению отношения сигнал/помеха на выходе УСС в присутствии нелинейного УМ и без него.

Измерение характеристик УМ.

Для измерения характеристик усилителя мощности использовался анализатор спектра фирмы Rohde & Schwarz «RS 9kHz-7GHz FSP 3/7/13/30» позволяющий получать как спектр сигнала, так и мощность сигнала в полосе. Измерение проводили на входе антенны передатчика (выход широкополосного фильтра в модели рис. 1.4).

Результаты тестирования готового УМ показали, что:

1. Уровень IMD3 линейно растет от входной мощности вплоть до 300 мВт , где начинает сказываться ограничение. При выходной мощности 300 мВт уровень интермодуляционных частот третьего порядка $IMD3 \approx -40\text{ дБ}$, что полностью соответствует техническому заданию на характеристики УМ (см. рис. 4.8).
2. Уровень однодецибелльной компрессии $P_0 = 130\text{ мВт}$, что для кубической модели нелинейности соответствует $IMD3 = -38.5\text{ дБ}$ (2.11а). Данный результат указывает на отсутствие преобразования вида АМ/ФМ, что закономерно для транзисторного УМ, а также говорит о корректности применения кубической модели нелинейности.

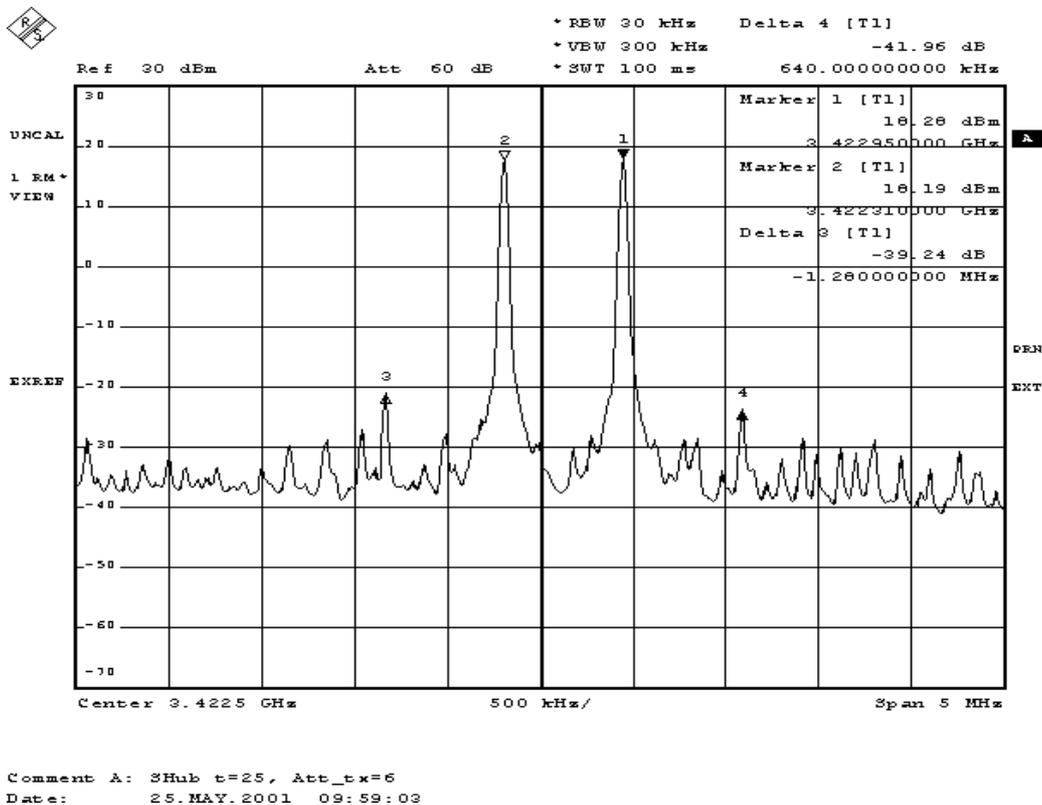


Рис. 4.8. Спектр на выходе нелинейного УМ при двухчастотном методе тестирования.

Измерение соотношения сигнал/помеха проводилось в пилот-канале системы. Пилот-канал – это канал используемый для синхронизации. Он отличается от обыкновенного тем, что вместо квадратурного колебания (1.2)

имеет место постоянно излучаемая в одной квадратуре ОП. Нетрудно показать, что в отсутствии фазовых шумов

$$\frac{S}{N} = \frac{E^2(x)}{2\sigma^2}, \quad (4.19)$$

где $E(x)$ среднее значение на выходе УСС пилот-канала, а σ^2 дисперсия сигнала на выходе УСС.

Измерения среднего и дисперсии походило в автономном режиме при времени оценки ≈ 128000 периодов ОП. При этом УСС пилот-сигнала, реализованное на ПЛИС фирмы Xilinx, опрашивалось через шину CompactPCI цифровым сигнальным процессором ADSP-21061.

На основании результатов измерения и (4.19) была получена зависимость $\frac{S}{N}$ от числа излучаемых каналов для случая с УМ и без него. При измерениях с УМ сигнал проходил весь ППТ, включая СВЧ-приемник и СВЧ-передатчик (см. рис. 1.1). При измерениях без УМ из ППТ исключалась СВЧ часть и измерения происходили на промежуточной частоте (ПЧ).

Результат измерения по ПЧ представлен на рисунке 4.9 штрих-пунктирной кривой. Заметим, что при малой загрузке, менее трети абонентов, отношение $\frac{S}{N} \approx 28\text{дБ}$ практически не зависит от загрузки каналами и обусловлена собственными шумами ППТ (наводки по печатной плате и т.п.). При большой загрузке сигнал/помеха начинает падать пропорционально числу активных абонентов, что связано с наличием в тракте МСИ.

Результаты измерения с УМ представлены на рис. 4.9 пунктирной кривой. Они совмещены с теоретической оценкой отношения $\frac{S}{N}$ для двух крайних статистических моделей (сплошные кривые на рис. 4.9). Теоретические зависимости получены на основании (3.13) и результатов

измерения без УМ (рис. 4.9, штрих-пунктирная кривая). Функционально данные зависимости могут быть представлены как:

$$\frac{S}{N} = \left(\left(\frac{S}{N} \right)_{НИ}^{-1} + \left(\frac{S}{N} \right)_{ИЗМ}^{-1} \right)^{-1}, \quad (4.20)$$

где $\left(\frac{S}{N} \right)_{НИ}$ - отношение сигнал/помеха рассчитанное по (3.13) при $\lambda = 0.7$,

$\left(\frac{S}{N} \right)_{ИЗМ}$ - отношение сигнал/помеха полученное в результате измерения без УМ.

Из представленных на рис. 4.9 зависимостей для случая с УМ видно, что при малой нагрузке (менее половины абонентов) теория отличается от практики на величину порядка 1.5дБ , а при увеличении загрузки зависимости начинают сближаться и при полной нагрузке отличие составляет не более 0.5дБ . Расхождение зависимостей при малой нагрузке может быть объяснено наличием в СВЧ тракте собственных шумов, уровень которых не зависит от загрузки абонентами.

Для проверки данного предположения было проведено измерение зависимости качества связи от мощности на выходе передатчика при полной нагрузке абонентами. При этом подаваемая мощность была выше номинальной, что делало влияние нелинейных искажений доминирующим. Теоретическая оценка данной зависимости была сделана на основании (4.20) и (2.9). При этом в (4.20) полагалось $\left(\frac{S}{N} \right)_{ИЗМ} = 25\text{дБ}$ (см. рис. 4.9), а $\lambda = 0.7$. Из сравнения представленных на рис. 4.10 зависимостей видно, что теоретическая и экспериментальная зависимости ведут себя идентично и расхождение составляет не более долей децибела.

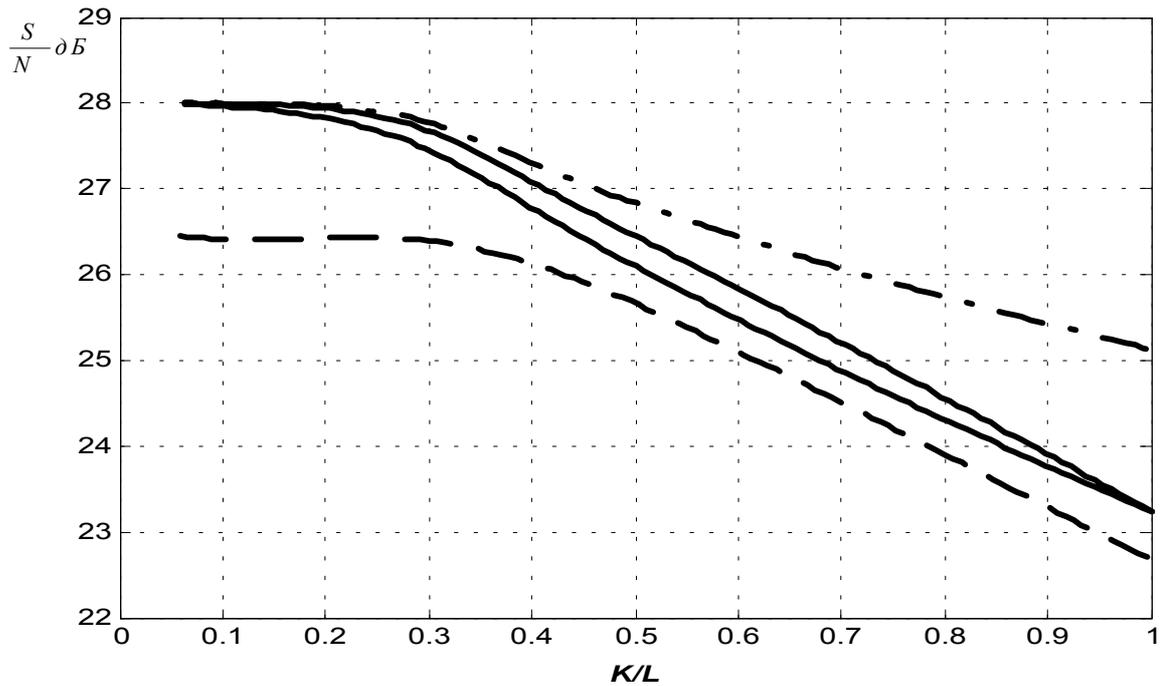


Рис. 4.9. Зависимости отношения $\frac{S}{N}$ от загрузки абонентами:

- сплошные кривые - результат расчета по (4.20), $IMD3 = -40\text{dB}$, кубическая нелинейность;
- пунктирные кривые – результаты измерения с УМ в тракте.
- штрих-пунктирные кривые – результаты измерения по промежуточной частоте, без УМ.

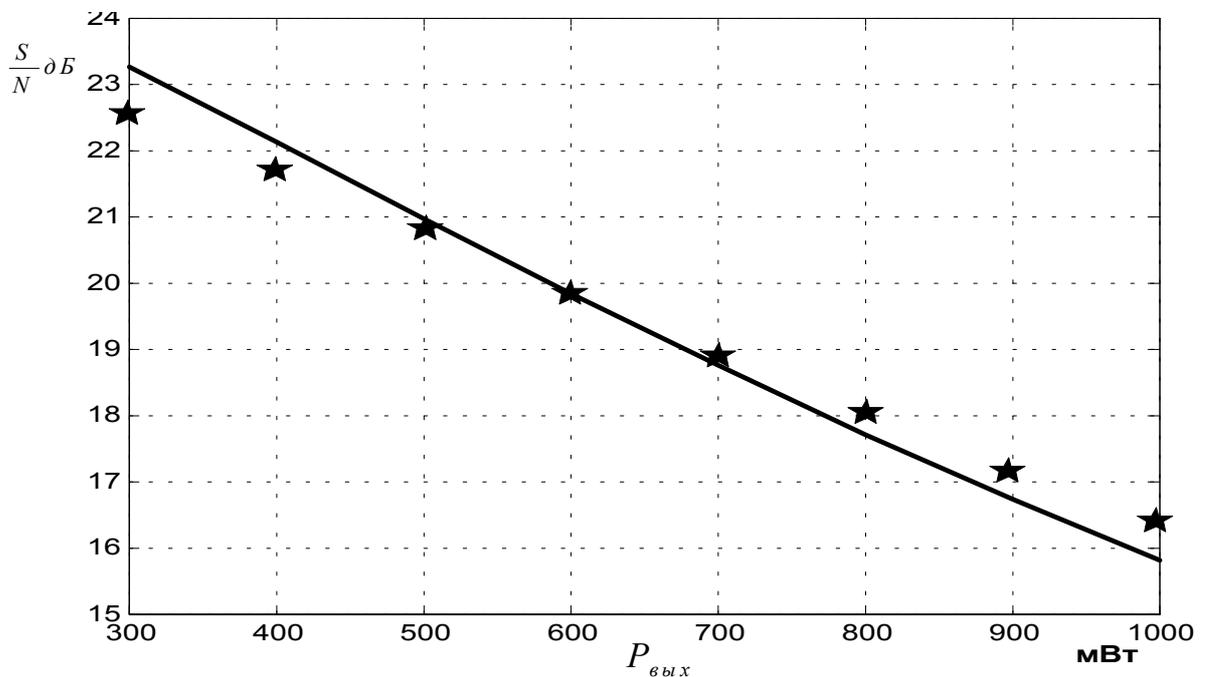


Рис. 4.10. Зависимости отношения $\frac{S}{N}$ от выходной мощности УМ при полной загрузке:

- сплошные кривые - теоретический результат (4.20) при $IMD3 = -40\text{dB}$, кубическая нелинейность;
- «звезда» - результаты измерения

Выводы по главе 4.

Проведенный в настоящей главе анализ подтвердил предположение сделанное при выборе математической модели нелинейности, что использование аппроксимации реальной характеристики УМ рядом Тейлора без введения ограничения дает меньшее отношение сигнала/помеха, чем с ограничением, при одном и том же IMD3;

Близость результатов полученных нами в третьей главе настоящей работы и результатов, полученных общепринятым методом, позволяют утверждать о корректности проведенного теоретического анализа. Для дополнительной проверки полученных соотношений было проведено имитационное моделирование нелинейного ППТ, которое показало, что теоретические результаты, полученные предложенным в настоящей работе методом, совпадают с результатами моделирования, а результаты, полученные с использованием гауссовской аппроксимации дают завышенную оценку отношения сигнал/помеха, как это и предполагалось при анализе работ других авторов (см. Введение к диссертации). При полной загрузке для базы $L = 128$ ошибка приближенного метода составляет более 4дБ.

Практически полное совпадение результатов теоретических исследований и результатов моделирования дало основание для использования полученных аналитических зависимостей при проектировании СВЧ-передатчика OCDMA системы «CDMA РКК- 3/5».

На основании полученных в третьей главе настоящей работы результатов была выбрана сигнально-кодированная конструкция, а также сформировано техническое задание на УМ СВЧ-передатчика.

Результаты измерения параметров УМ подтвердили соблюдение технического задания и корректность использования кубической модели нелинейности.

Результаты измерения параметров системы хорошо согласуются с полученными теоретическими оценками.

Заключение.

Основные результаты, полученные в диссертационной работе, следующие:

1. Проведен общий анализ искажений, возникающих в приемо-передающем тракте OCDMA системы связи. При этом учтены особенности построения ортогональных CDMA систем связи. При рассмотрении ППТ использовались как работы автора, так и известные работы по технике и теории связи. В результате показано, что задача оптимизации параметров приемо-передающего тракта может быть сведена к анализу влияния характеристики нелинейного усилителя мощности на качество связи при частотной характеристике тракта, соответствующей частотной характеристике фильтра типа поднятый косинус. Построена функциональная модель тракта.
2. В качестве основного критерия качества связи предложено использовать отношение сигнал/помеха на выходе устройства сжатия сигнала. Рассмотрена взаимосвязь потенциальной спектральной эффективности системы и отношения сигнал/помеха. Показана их однозначная взаимосвязь.
3. Разработана математическая модель нелинейного тракта, позволяющая произвести его анализ с учетом групповых свойств расширяющих спектр ортогональных последовательностей. При этом рассмотрена взаимосвязь линейных и нелинейных искажений (МСИ и НИ). Показано, что применение фильтров типа «корень квадратный из поднятого косинуса» в приемнике и передатчике приводит к уменьшению влияния нелинейных искажений $\approx 3\text{дБ}$, а также, что нелинейные искажения, возникающие ниже точки ограничения, не приводят к значительному увеличению межсимвольной интерференции
4. Предложено обобщенное описание используемых в OCDMA системе ортогональных последовательностей. Показано наличие двух

статистических моделей формируемого колебания. Первая статистическая модель формируемого колебания соответствует дельта коррелированным отсчетам амплитуды, а вторая полной корреляции некоторых отсчетов.

5. Для обеих моделей получены аналитические зависимости отношения сигнал/помеха от параметров нелинейного ППТ. Данные зависимости учитывают свойства групповой замкнутости ортогональных последовательностей. Их использование совместно с результатами общего анализа тракта, позволяет оптимальным образом выбрать параметры приема-передающего тракта OCDMA системы.
6. На основании полученных зависимостей, рассмотрены пути уменьшения влияния НИ на качество связи. В частности показано, что снижение требований на линейность ППТ не может быть достигнуто применением многопозиционных методов модуляции без значительной потери спектральной эффективности системы связи.
7. Проведена проверка достоверности полученных результатов путем их сравнения с результатами других авторов, результатами компьютерного имитационного моделирования и экспериментальных исследований.

Проверка показала:

- Полученные автором в третьей главе теоретические результаты практически полностью совпадают с результатами моделирования.
- Использование гауссовской аппроксимации сигнала на входе УМ, применяемой в работах других авторов, приводит к завышенным оценкам качества связи. Так при базе сигнала $L=128$ и всех активных абонентах ошибка составляет $\approx 4\text{дБ}$.
- Результаты экспериментального исследования хорошо согласуются с полученными теоретическими результатами.

Полученные автором результаты использовались при выполнении НИР и ОКР, проводимых в ГНПП «Исток» по темам: «Зеленец-1», «Зеленец-2», «Венец-3», а также в других НИР и ОКР, проводимых в ГЦКТ «СТС» при

выполнении договорных работ по созданию системы «CDMA РКК- 3/5» для различных ведомств.

В частности:

1. Для выбора используемой в системе сигнально-кодовой конструкции и для формирования технического задания на усилитель мощности передатчика, использованы результаты, полученные в третьей главе диссертационной работы («Зеленец-1», «Зеленец-2», «Венец-3»).
2. Приведенный в первой главе общий анализ приемо-передающего тракта, основывается на результатах НИР и ОКР, проводимых при разработке цифрового модема системы «CDMA РКК- 3/5».

Таким образом, полученные в настоящей работе результаты соответствуют цели написания работы: «Оптимизация параметров приемо-передающего тракта OCDMA системы связи для повышения качества связи и спектральной эффективности системы», и раскрывают взаимосвязь таких характеристик системы как дальность связи, качество связи, спектральная эффективность.

В качестве направления для дальнейшего исследования может быть предложено рассмотрение путей компенсации НИ [60,82], а также рассмотрение способов применения нелинейных преобразований для улучшения защищенности OCDMA систем от преднамеренных помех и помех, характерных сотовым системам связи: помех, обусловленных эффектом дальний-ближний; помех, создаваемых соседними сотами [40].

Список литературы.

1. Окинавская хартия глобального информационного общества, принятая 22 июля 2000г. лидерами стран G8 - <http://www.ibo.ru/online/legal-deal/akt/6027>
2. Невдяев Л.М. Мобильная связь 3-го поколения / Под ред. Ю.М. Горностаева.- М.: Связь и Бизнес, 2000.
3. Громаков Ю.А. 3-е поколение – динамика развития // Мобильные системы. – 2000. - №3.
4. TR 101 458 V3.0.0. Future direction of standards work on UMTS/IMT-2000. – ETSI (2000-05).
5. Варакин Л.Е., Анфилофьев С.А. Технология CDMA в современных системах радиосвязи // Мобильные системы. – 1998. – Спецвыпуск по стандарту CDMA.
6. Roy D. Yates, Narayan B. Mandayam. Challenges in Low-Cost Wireless Data Transmission // Wireless Information Network Laboratory, Rutgers University.- 1999.
7. EN 301 460-5 V1.1.1. Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Part 5: Point-to-multipoint digital radio systems below 1 GHz - Additional parameters for DS-CDMA systems. – ETSI (2000-08).
8. EN 301 055 V1.3.1. Fixed Radio Systems: Point to multipoint equipment; Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA); Point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 1 GHz to 3 GHz. – ETSI (2000-03).
9. EN 301 124 V1.2.1. Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 3 GHz to 11 GHz. – ETSI (2000-10).
10. Scholtz R.A. The evolution of spread-spectrum multiple-access communication. – <http://ieeexplore.ieee.org/>

11. Shalaby H.M.H., Sourour E.A. Co-channel interference cancellation in optical synchronous CDMA communication systems // Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA '94., IEEE Third International Symposium.
12. Huang W., Sourour E.A., Nakagawa M. A Co-Channel Interference and Nonlinear Distortion Cancellation for Ds/cdma in Optical Link // Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium.
13. Ohtsuki T. Performance Analysis of Direct-Detection optical CDMA Syatems with optical hard-limiter using equal-weight orthogonal signaling // IEICE Transaction on commun., VOL.E82-B, No.3, March 1999.
14. Huang W., Nakagawa M. Nonlinear effect of direct-sequence CDMA in optical transmission // Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA '94, IEEE Third International Symposium.
15. Liang C-P., Jong J-H., Stark W.E., East J.R. Nonlinear amplifier effects in communications systems // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 47, NO. 8, AUGUST 1999.
16. Caropradi S, Frescura F, Reali G. Analysis and simulation of DS-CDMA mobile system in non-linear, frequency selective slow fading channel // Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th.
17. Fazel K., Kaiser S. Analysis Of Non-Linear Distortions on MC-CDMA // Communications, 1998. ICC 98. Conference Record. 1998 IEEE International Conference.
18. Kim D.I., Park K.H. A Hybrid Nonlinear Distortion Compensator for Multicode DS/CDMA Systems - Universal Personal Communications // 1998. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference.
19. Li J., Kavehrad M. OFDM-CDMA Systems with nonlinear power amplifier // Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE.

20. Chen S-W, Panton W., Gilmore R. EFFECTS OF NONLINEAR DISTORTION ON CDMA COMMUNICATION SYSTEMS // Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International.
21. Chen S-W, Panton W., Gilmore R. Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communication Systems - Microwave Theory and Techniques // IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, VOL. 44, No 12, DECEMBER 1996
22. Springer A., Frauscher T., Adler B., Pimingsdorfer D., Weigel R. Impact of nonlinear amplifiers on the UMTS system // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium.
23. Wang T., Brazil T.J. The estimation of volterra transfer functions with applications to RF power amplifier behavior evaluation for CDMA digital communication // Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International.
24. Corazza G.E., Salmi P. Non linear effects on orthogonal multiplexing for the forward link of CDMA networks // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread-Spectrum Tech. & Appli.
25. Xu W., Milstein L.B. MMSE interference suppression for coded multicarrier DS/CDMA in the presence of intermodulation // Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE.
26. Guo N., Milstein L.B. The impact of nonlinear amplification on multi-code CDMA systems // Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference.
27. Guo N., Milstein L.B. Uplink performance evaluation of multicode DS/CDMA systems in the presence of nonlinear distortions // Selected Areas in Communications, IEEE Journal on ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 18, NO. 8, AUGUST 2000
28. Sourour E.A. THE EFFECT OF NON-LINEARITY ON THE PERFORMANCE OF THE MULTI-CARRTER CDMA SYSTEM // Vehicular

- Technology Conference, 1996. 'Mobile Technology for the Human Race', IEEE 46th International Symposium.
29. Xiao H, Wu Q, Li F. Nonlinear Distortion Analysis on CDMA Communication Systems // Electronics Letters 16th April 1998 Vol. 34 No 8.
 30. Conti A., Dardi D., Tralli V. On the performance of CDMA systems with nonlinear amplifier and AWGN // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread-Spectrum Tech. & Appli.
 31. Sourour E.A. The Effect of Cellular Portable Unit Amplifier Non-Linearity of the Performance of the Multi-Carrier CDMA System // Proceedings IEEE ISSSTA'96, pp.1351-1355.
 32. Kusaka H., Ikuta S. ., Chen(Xian) L., Kominami M. An analytical method of nonlinear distortion in direct sequence spread spectrum multiple access comm. // Computer, Communication, Control and Power Engineering. Proceedings. TENCON '93., 1993 IEEE Region.
 33. Kusaka H., Ikuta S. ., Chen L., Kominami M. An analysis of nonlinear distortion due to TWT in asynchronous DS-SSMB communication systems // Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA '94., IEEE Third International Symposium.
 34. Kusaka H., Chen L., Kominami M., Takara T. An Improvement of Nonlinear Characteristics in DS-SSMA Communication Systems Using Equalizers // Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium.
 35. Kusaka H., Kominami M., Matsumoto K., Tashiro Y. Performance Improvement of CDMA/QPSK Systems with Nonlinear Channel using Decision Feedback Equalize // Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings, 1998 IEEE 5th International Symposium.
 36. McCarthy J.R. Sread Spectrum Communication over Nonlinear Sattelite Channels // A thesis submitted in accodance with the requirement for the degree

of Doctor of Philosophy, University of South Australia, School of Physics and Electronic Systems Engineering, 1999.

37. Li P.C., Geraniotis E. Performance Analysis of Synchronous M-Psk Cdma Multi-Tier Systems with a Nonlinear Amplifier // Computers and Communications, 1997. Proceedings., Second IEEE Symposium.
38. Li P.C., Geraniotis E. Performance Analysis Of Multi-tier Asynchronous M-psk Ds/cdma Systems With A Nonlinear Amplifier // MILCOM 97 Proceedings
39. Mei G., Geraniotis E. Mitigation of nonlinear distortion in DS/CDMA systems // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium
40. Ефимов В.П. Оценка влияния нелинейного преобразователя на помехоустойчивость приема широкополосных сигналов в спутниковых сетях. // Электронные волны & электронные системы. – 1998. - №1. - т 3. – С.95-99.
41. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки. – М: Мир, 1964.
42. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Способ рандомизации в ортогональных CDMA системах с прямым расширением спектра // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VII Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2001. - Т. 2. - С. 863-869.
43. ITU-T G821. Digital transmission systems – Digital networks – Quality and availability targets. - TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU 08/96.
44. Возенкрафт Дж., Джекелбс И. Теоретические основы техники связи. – М: Мир, 1969.
45. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М, 1970. – 728с.
46. Dixon R.C. Spread-spectrum system with commercial application. – John Wiley & Sons Inc, New York, 1994.
47. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Модель помех для анализа режима обнаружения и захвата в прямой радиолнии

- стационарной ортогональной системы с прямым расширением спектра (OCDMA) // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.2. - С. 949-957.
48. Proakis J.G. Digital communication. - McGraw-Hill, New York, 1995.
49. TS 125 213 V3.3.0. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Spreading and modulation (FDD). – ETSI (2000-06).
50. Захарченко Н.В., Пудельман П.Я., Канонович В.Г. Основы передачи дискретных сообщений. - М: Радио и связь, 1990 – 240с.
51. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А.Г. Зюко. - М: Радио и связь, 1985. – 272с
52. Иванов П.В. Оценка прохождения из квадратуры в квадратуру за счет неидеальности полосовых фильтров // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 1999. - М: МИЭТ, 1999. - С. 212.
53. Грищук Я. В. Анализ влияния фазовых искажений на точность QPSK модуляции W-CDMA сигнала // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.2. - С. 972-978.
54. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Миллер Ф., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Сравнительный анализ двух цифровых схем синхронного демодулятора // Цифровая обработка сигналов и ее применения. Тез. докл. 2-ой Международной конференции. - М, 1999. - Ч.1. - С.69-74.
55. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении: Пер. с англ. / Под ред. Ю. Н. Бакаева и М. В. Капранова. – М: Советское радио, 1978. – 600с.
56. Иванов П.В., Мищенко А.М, Смольянинов В.М. Цифровые генераторы синусоидального колебания, синтез и анализ // Микроэлектроника и информатика Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-

- технической конференции студентов и аспирантов 2000. - М: МИЭТ, 2000. - С. 194.
57. Webb W.T., Hanzo L. Modern quadrature amplitude modulation - Pentech Press, London, 1994.
58. Lee T.H., Hajimiri A. Oscillator Phase Noise: A Tutorial // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 35, NO. 3, MARCH 2000.
59. Бокк. О.Ф., Родионов Э.Н. Расчет нелинейных искажений в многокаскадных усилителях с обратной связью // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.3. - С. 1914-1924
60. Tsimbinos J. Identification and compensation of nonlinear distortion // A thesis submitted in accordance with the requirement for the degree of Doctor of Philosophy, University of South Australia, School of Electronic Engineering, 1995.
61. Иванов П.В. Искажения корреляционных характеристик сигналов в приемно-передающем тракте CDMA системы // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 1998. - М: МИЭТ, 1998. - Ч.2. - С.211
62. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова – М: Радио и связь, 1985.
63. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М: Совестьское радио, 1969. – 232с.
64. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Влияние позиционности сигнально-кодовой конструкции на характеристики ортогональной CDMA системы при нелинейном приемно-передающем тракте // Цифровая обработка сигналов и ее применения. Тез. докл. 3-ей Международной конференции. - М, 2000. - Ч. 3. - С. 173 – 175.

65. Carvalho N B, Pedro J. C. Large- and small-signal imd behavior of microwave power amplifiers // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 47, NO. 12, DECEMBER 1999
66. Carvalho N B, Pedro J. C. Two-tone IMD asymmetry in microwave power amltifiers // Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International
67. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: Пер. с англ. / Под ред. В.В. Маркова. – М: СВЯЗЬ, 1979. – 592.
68. Hsia S-Y, Wang N-L. Modulation schemes affect the linearity of an HBT amp. //– Microwaves & RF August 2000. - <http://www.thecircuitboard.com/2000/aug1500/080-178.html>
69. Delemotte P., Crosnier Y. Predict NPR for RF modules Using System Simulation // Microwaves & RF July 2000. - <http://www.planete.com/planete/servelet/DisplayDocument?ArticleID=10449>
70. Кукуш В. Д. Электроизмерения. - М.: Радио , 1985
71. Левин Б.Р. Теоретические основы сатистической радитехники. – М: Радио исвязь, 1989.
72. Leke A., Kenney J.S. Behavioral Modeling of Narrowband Microwave Power Amplifiers with Applications in Simulating Spectra // Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International
73. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы дискретных сигналов на конечных интервалах, Москва, “Советское Радио”, 1975.
74. Голубов Б.И. и др. Ряды и преобразования Уолша: Теория и применения. / Голубов Б.И., Ефимов А.В., Скворцов В.А. - М: Наука, 1987. – 344с.
75. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова – М: Сов. Радио, 1973. – 424с.
76. Golomb S.W. Shift-register sequences and spread-spectrum communications // Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application, Oulu, Finland, July, 1994.

77. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Межканальные помехи в ортогональной CDMA системе с прямым расширением спектра // Петербургский журнал электроники. – 1999. – Т. 3.- С.73 - 84.
78. Иванов П.В. Исследование статистических свойств канала передачи данных DS-CDMA системы фиксированной связи «СТС\Исток 3.5» // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 2000. - М: МИЭТ, 2001. - С. 240.
79. Смольянинов В.М. Дискретные мультипликативные групповые сигналы и их связь с групповыми кодами // Радиотехника и Электроника. – 1985. - Т.XXX. - №12. – С. 2391-2394.
80. Смольянинов В.М. Назаров Л.Е. Особенности спектрального анализа при распознавании дискретных сигналов, основанных на двоичных кодах // Радиотехника и Электроника. – 1987. - Т.XXXII. - №11. – С. 2341-2347.
81. Lee W.C.Y. Mobile cellular telecommunication. – McGraw-Hill, New York, 1995.
82. Анчунин А.Н. Вакунов Н.В., Кропотов Ю.А. Синтез характеристик нелинейных преобразователей // Цифровая обработка сигналов и ее применения. Тез. докл. 3-ей Международной конференции. - М, 2000. - Ч.3. - С. 81 – 83.

Приложения к диссертации.

Приложение №1: «Взаимосвязь параметров, характеризующих кубическую нелинейность».

Одноразовая компрессия.

Пусть колебание на входе УМ имеет вид

$$x(t) = A \cos \omega_0 t.$$

Тогда мощность, обусловленная линейным членом (1)

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A^2 \cos^2 \omega_0 t dt = \frac{1}{2} B^2. \quad (1)$$

Мощность, обусловленная кубическим членом

$$P_3 = \frac{\alpha_3^2 A^6}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos^6 \omega_0 t dt = \frac{5}{16} \alpha_3^2 A^6 = \frac{5}{2} \alpha_3^2 P_1^3. \quad (2)$$

Суммарная мощность

$$P_\Sigma = P_1 \left(1 + 3\alpha_3 P_1 + \frac{5}{2} \alpha_3^2 P_1^2 \right). \quad (3)$$

Из определения P_0 следует

$$10 \lg \frac{P_\Sigma}{P_1} = 10 \lg \left(1 + 3\alpha_3 P_0 + \frac{5}{2} \alpha_3^2 P_0^2 \right) = -1.$$

Обозначим $\alpha_3 P_0 = y$. Имеем уравнение

$$10 \lg \left(1 + 3y + \frac{5}{2} y^2 \right) = -1.$$

После решения получаем соотношение

$$\alpha_3 P_0 = -0.0703 \rightarrow \alpha_3^2 P_0^2 = (0.073)^2. \quad (4)$$

Точка пересечения .

Точка пересечения I_{P3} , это мощность $P_1 = I_{P3}$, в которой $P_1 = P_3 = I_{P3}$. Имеем уравнение

$$I_{P3} = \frac{5}{2} \alpha_3^2 I_{P3}^3 \rightarrow \alpha_3^2 I_{P3}^2 = \frac{2}{5}. \quad (6)$$

Связь между P_0 и I_{P3}

$$\left(\frac{0.073}{P_0} \right)^2 = \frac{2}{5} \frac{1}{I_{P3}^2} \rightarrow P_0 = 0.073 \sqrt{\frac{5}{2}} I_{P3}$$

Или в децибелах

$$P_0 \text{ дБм} = I_{P3} \text{ дБм} - 9.38 \text{ дБм}. \quad (7)$$

Приложение №2: «Анализ влияния кубической нелинейности на качество связи».

Из (3.10) известно, что помеховая компонента на выходе УСС имеет вид

$$\eta_{n_3}^N = \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 L T_u \left\{ \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2 \neq n}^K \sum_{k_3 \neq n}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) + \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2}^K \sum_{k_3}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) \right\}, \quad (1)$$

Не трудно видеть, что с учетом случайности символов q_k и \tilde{q}_k среднее значение помеховой компоненты равно нулю

$$\langle \eta_{n_3}^N \rangle = 0.$$

Для анализа корреляционных свойств помехи выделим случайную компоненту

$$\theta(n) = \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2 \neq n}^K \sum_{k_3 \neq n}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) + \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2}^K \sum_{k_3}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3})$$

и рассмотрим коэффициент взаимной корреляции

$$\rho(n_1, n_2) = \langle \theta(n_1) \theta(n_2) \rangle = \rho_1(n_1, n_2) + \rho_2(n_1, n_2) + \rho_3(n_1, n_2) + \rho_4(n_1, n_2), \quad (2)$$

где

$$\rho_1(n_1, n_2) = \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \dots \sum_{\substack{k_6=1 \\ k_6 \neq n}}^K \langle q_{k_1} \dots q_{k_6} \rangle \times \\ \times \delta(p_{n_1} \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) \delta(p_{n_2} \oplus p_{k_4} \oplus p_{k_5} \oplus p_{k_6}); \quad (3)$$

$$\rho_2(n_1, n_2) = \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \dots \sum_{\substack{k_6=1 \\ k_6 \neq n}}^K \langle q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} q_{k_4} \tilde{q}_{k_5} \tilde{q}_{k_6} \rangle \times \\ \times \delta(p_{n_1} \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}) \delta(p_{n_2} \oplus p_{k_4} \oplus \tilde{p}_{k_5} \oplus \tilde{p}_{k_6}); \quad (4)$$

$$\rho_3(n_1, n_2) = \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \dots \sum_{\substack{k_6=1 \\ k_6 \neq n}}^K \langle q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} q_{k_4} q_{k_5} q_{k_6} \rangle \times \\ \times \delta(p_{n_1} \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) \delta(p_{n_2} \oplus p_{k_4} \oplus p_{k_5} \oplus p_{k_6}); \quad (5)$$

$$\rho_4(n_1, n_2) = L^2 \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \dots \sum_{\substack{k_6=1 \\ k_6 \neq n}}^K \langle q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} q_{k_4} \tilde{q}_{k_5} \tilde{q}_{k_6} \rangle \times$$

$$\times \delta(p_{n_1} \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) \delta(p_{n_2} \oplus p_{k_4} \oplus \tilde{p}_{k_5} \oplus \tilde{p}_{k_6}). \quad (6)$$

Рассмотрим $\rho_1(n_1, n_2)$. Замечаем, что $\langle q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} q_{k_4} q_{k_5} q_{k_6} \rangle \neq 0$ лишь в случае попарных совпадений элементов вектора $(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6)$.

Это соответствует попарному совпадению элементов вектора $(p_{k_1}, p_{k_2}, p_{k_3}, p_{k_4}, p_{k_5}, p_{k_6})$. Откуда следует равенство

$$p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3} = p_{k_4} \oplus p_{k_5} \oplus p_{k_6},$$

откуда, в свою очередь следует, что

$$\rho_1(n_1, n_2) = 0, \quad \text{при } n_1 \neq n_2.$$

При попарном совпадении элементов вектора (k_1, \dots, k_6) величина $\langle q_{k_1} \cdot \dots \cdot q_{k_6} \rangle = 1$. Чтобы получить выражение для $\rho_1(n) = \rho_1(n_1 = n, n_2 = n)$ 6-ти мерный вектор (k_1, \dots, k_6) разобьем на два вектора (k_1, k_2, k_3) и (k_4, k_5, k_6) . При этом будем рассматривать все множество векторов (k_1, k_2, k_3) , а среди векторов (k_4, k_5, k_6) будем отбирать лишь те, которые удовлетворяют условию четности появления номеров k_i в исходном 6-ти мерном векторе.

Множество из K^3 векторов (k_1, k_2, k_3) разобьем на 5 непересекающихся подмножеств, вычисляя для каждого из них $\rho_1^i(n)$, $(1 \leq i \leq 5)$. Полная величина

$$\rho_1(n) \text{ равна } \rho_1(n) = \sum_{i=1}^5 \rho_1^i(n).$$

В первом подмножестве ($i=1$) $k_1 \neq k_2 \neq k_3$, $(K \geq 3)$. В этом случае условие четности выполняется для векторов (k_4, k_5, k_6) , являющихся любой перестановкой вектора (k_1, k_2, k_3) . Поэтому

$$\rho_1^1(n) = 3! \sum_{\substack{k_1 \neq k_2 \neq k_3 = 1 \\ k_i \neq n}}^K \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3}). \quad (7)$$

Второе, третье и четвертое подмножества идентичны. Рассмотрим одно из них $k_1 = k_2 \neq k_3$, $(K \geq 2)$. В этом случае условие четности выполняется для векторов (k_4, k_5, k_6) , принимающих одно из 4-х значений: (k_3, k_3, k_3) ; (k_1, k_1, k_3) ;

(k_1, k_3, k_1) ; (k_3, k_1, k_1) . Во всех случаях $n = k_3$ ($p_n = p_{k_3}$), поэтому данные множества не вносят вклад в помеховую компоненту (1).

В пятом подмножестве все элементы вектора (k_1, k_2, k_3) одинаковые. В этом случае условие четности выполняется для векторов (k_4, k_5, k_6) , принимающих значения: (k_1, k_1, k_1) ; (k_1, k_m, k_m) ; (k_m, k_1, k_m) ; (k_m, k_m, k_1) , где $k_m \neq k_1$. При этом $p_n = p_{k_1}$, соответственно $k_1 = n$, что говорит о том, что данное подмножество также не вносит вклад в помеховую компоненту.

Тогда для первой статистической модели колебания

$$\rho_1'(n) = \frac{6}{L}(K-1)(K-2)(K-3). \quad (8)$$

Вторая статистическая модель формируемого колебания характеризуется групповой замкнутостью значений p_k входящих в множество Ω_k . Поэтому, если $p_n \notin \Omega_k$, то $\rho_1(n) = 0$. Если предположить, что значения $p_k \in \Omega_k$ составляют полную подгруппу с числом элементов 2^m , то не трудно получить, что

$$\rho_1''(n) = \begin{cases} \frac{6}{K}(K-1)(K-2)(K-3); & p_n \in \Omega_k \\ 0; & p_n \notin \Omega_k \end{cases}. \quad (9)$$

Переходим далее к выражению (3) для $\rho_2(n_1, n_2)$ замечаем, что $\langle q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} q_{k_4} \tilde{q}_{k_5} \tilde{q}_{k_6} \rangle = \langle q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} q_{k_4} \rangle = \langle \tilde{q}_{k_5} \tilde{q}_{k_6} \rangle$. Откуда следует, что: $k_5 = k_6$; $p_{k_5} = p_{k_6}$; $p_{k_2} = p_{k_4}$. Далее замечаем, что $\langle q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} q_{k_4} \rangle \neq 0$ лишь в случае попарных совпадений элементов в векторе (k_1, k_2, k_3, k_4) и, соответственно, $(p_{k_1}, p_{k_2}, p_{k_3}, p_{k_4})$. Откуда следует, что $p_{n_1} = p_{k_1} \oplus p_{k_2} \oplus p_{k_3} = p_{k_4} = p_{n_2}$, то есть $k_4 = n_2$ из чего следует, что $\rho_2(n_1, n_2) = 0 \quad \forall n_1, n_2$. Нетрудно видеть, что $\rho_3(n_1, n_2) = \rho_2(n_1, n_2) = 0$.

В выражении для $\rho_4(n_1, n_2)$ замечаем, что должны выполняться условия: $k_1 = k_4$; $p_{k_1} = p_{k_4}$; $\check{p}_{k_2} \oplus \check{p}_{k_3} \oplus \check{p}_{k_5} \oplus \check{p}_{k_6} = 0$; $p_{k_1} \oplus \check{p}_{k_2} \oplus \check{p}_{k_3} = p_{k_4} \oplus \check{p}_{k_5} \oplus \check{p}_{k_6}$; $p_{n_1} = p_{n_2}$; $n_1 = n_2$. То есть $\rho_4(n_1, n_2) = 0$ при $n_1 \neq n_2$, а функция .

$$\rho_4(n) = L^2 \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \dots \sum_{\substack{k_6=1 \\ k_6 \neq n}}^K \langle \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \tilde{q}_{k_5} \tilde{q}_{k_6} \rangle \delta(k_1 - k_4) \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3})$$

Вектор (k_2, k_3, k_5, k_6) разбиваем на два вектора (k_2, k_3) и (k_5, k_6) . Рассматриваем все множество векторов (k_2, k_3) , а из векторов (k_5, k_6) выбираем лишь те, которые удовлетворяют условию четности. Множество векторов (k_2, k_3) разбиваем на два непересекающихся подмножества $k_2 \neq k_3$ и $k_2 = k_3$. В первом подмножестве имеем

$$\rho_4^1(n) = 2 \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \sum_{\substack{k_2 \neq k_3 \\ k_2 \neq n, k_3 \neq n}}^K \delta(p_n \oplus p_{k_1} \oplus \tilde{p}_{k_2} \oplus \tilde{p}_{k_3}) \quad (10)$$

Во втором подмножестве ($k_2 = k_3$) соответственно $k_1 = n$ из чего следует, что $\rho_4^{(2)}(n) = 0$.

Функция $\rho_4^1(n)$ зависит от используемых множеств Ω_k и $\tilde{\Omega}_k$. Останавливаемся опять на двух статистических моделях формируемого колебания. В первой

$$\rho_4'(n) = 2 \frac{K}{L} (K-1)^2. \quad (11)$$

Во второй ($\Omega_k = \tilde{\Omega}_k$ - полные подгруппы)

$$\rho_4''(n) = \begin{cases} 2(K-1)^2; & p_n \in \Omega_k \\ 0; & p_n \notin \Omega_k \end{cases}. \quad (12)$$

В целом в результате анализа получим, что помеховые компоненты с разными номерами n некоррелированы, то есть $\rho(n_1, n_2) = 0$ при $n_1 \neq n_2$, а их дисперсии для первой модели формируемого колебания определяются соотношениями $\left(\rho(n) = \sum_{m=1}^4 \rho_m(n) \right)$

Для первой статистической модели

$$\rho_{31}(n) = \frac{2}{L} K(K-1)^2 + \frac{6}{L} (K-1)(K-2)(K-3), \quad (13)$$

а для второй статистической модели

$$\rho_{32}(n) = \begin{cases} 2(K-1)^2 + \frac{6}{K}(K-1)(K-2)(K-3); & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases} \quad (14)$$

Для получения дисперсий помеховых компонент $\langle (\eta_{n_3}^N)^2 \rangle$ выражения (13) и

(14) нужно домножить на величину $\left(\frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 T_q L \right)^2$.

Приложение №3: «КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ТРАНСПОРТНОЙ ОСДМА СИСТЕМЫ «CDMA РКК- 3/5»».

Система предназначена для построения сетей фиксированной радиосвязи по принципу «точка - точка» и «звезда». Система включает центральную станцию (ЦС), соединенную по интерфейсу E1 с ТФОП, и базовые станции (БС), соединенные по интерфейсу E1 с учрежденческой АТС (УАТС) или локальными сетями (ЛС).

Каждая станция состоит из цифрового модема, интерфейсов E1 для связи с АТС, радиочастотного блока и антенного устройства с комплектом в/ч кабеля.

Абонентам системы предоставляется следующий набор услуг, обеспечиваемых УАТС:

- обычная телефонная связь;
- передача данных;
- организация выделенных линий;
- междугородний доступ;
- международный доступ,
- прием/передача факсимильных сообщений;
- голосовая почта;
- конференц - связь (до 6 абонентов);
- интеграция с сетями ISDN;
- местная связь абонентов одной станции без занятия радиоканала и связь абонентов разных станций без выхода в ТФОП.

Зона обслуживания представляет собой соту с радиусом до 30 км.

Интерфейсы центральной и базовой станций - E1, G703.

Максимальное количество линий на одну ЦС при односекторной антенне и использовании одной несущей - $2 \times E1$. Общая скорость в радиоканале 4.096 Мбит/с.

Число пространственных секторов до 6.

Число несущих частот до 6.

Вероятность ошибки на бит передаваемой информации:

- при передаче речевых сообщений не более $P = 10^{-6}$;
- при передаче данных не более $P = 10^{-8}$.

В обоих направлениях используется широкополосный радиодоступ с кодовым разделением каналов.

Диапазон частот 2400 ÷ 2600 МГц или 3400 ÷ 3600 МГц.

Шаг сетки частот 2,5 МГц.

Частотный разнос между передатчиком и приемником 100 МГц.

Полоса частот широкополосного сигнала 5 МГц.

Мощность передатчика: 0.25; 0.5 Вт.

В прямом и обратном каналах используются одинаковые методы модуляции и расширения спектра. Модуляция данных осуществляется методом квадратурной фазовой модуляции (QPSK) для каждого отдельного канала. Групповой сигнал соответствует модуляции QAM.

Для расширения спектра и кодового разделения используется ансамбль ортогональных псевдослучайных последовательностей (ОП). Длина ОП равна 128.

Синхронизация осуществляется в обоих направлениях по пилот-сигналу.

Для борьбы с многолучевостью применен когерентный RAKE - приемник, работающий по трем лучам.

Кодирование и декодирование в обоих направлениях осуществляется на основе квадратично-вычетного кода с относительной скоростью $R=1/2$.

Круговая задержка в аппаратуре не превышает 7 мс.

ПСП закреплены за отдельными каналами, соответствующими временным слотам в потоке E1.

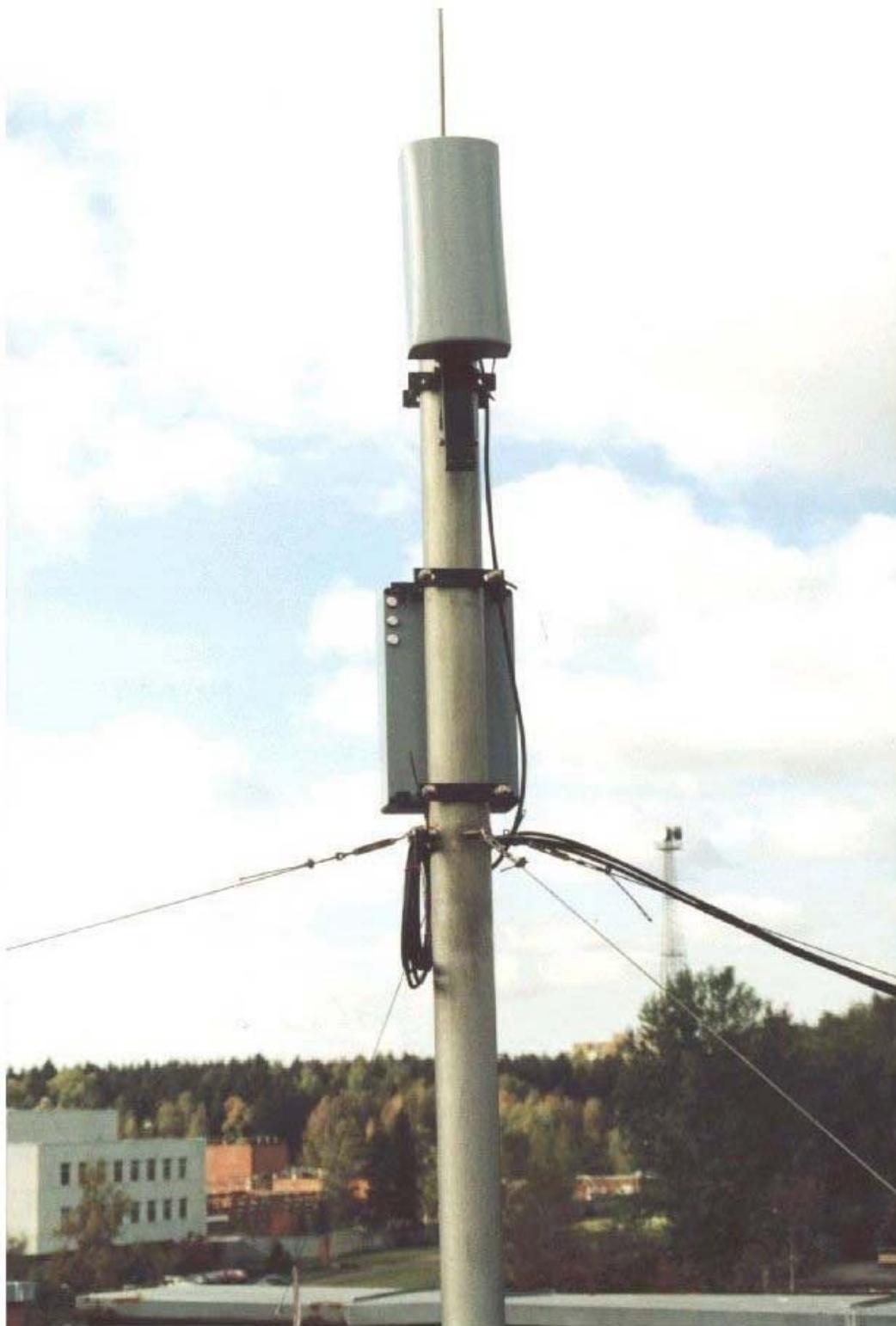
Осуществляется выравнивание мощностей и задержек БС.

Частотообразование:

на ЦС – от ТФОП или внутреннего генератора. Стабильность генератора не хуже $0.5 \cdot 10^{-6}$;

на БС – подстройка частоты по пилот-сигналу от ЦС.

Модульное построение системы позволяет оптимизировать ее по числу пространственных секторов и числу несущих частот в зависимости от числа и расположения абонентов в зоне обслуживания.



Внешний вид приемопередатчика и антенны центральной станции

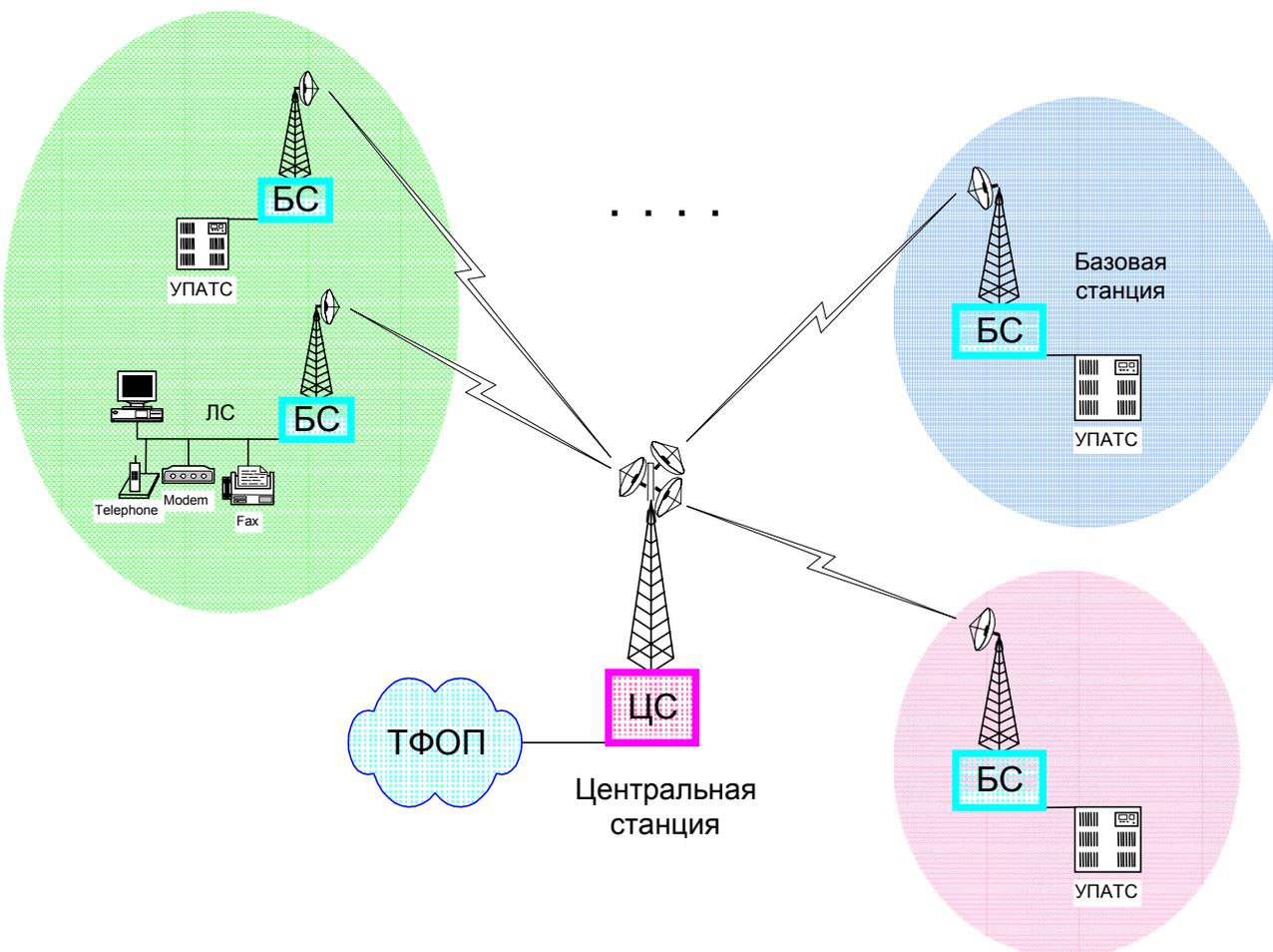
Сравнительные характеристики оборудования WLL технологии FDD CDMA

Название фирмы	Наименование продукта	Используемый стандарт	Сведения о сертификации	Скорость передачи данных, кбит/с	Диапазон частот, ГГц	Дуплексный разнос, МГц	Ширина полосы, МГц	Эффективность использования спектра, бит/с/Гц	Радиус обслуживания, км
Qualcomm	QCTel-800	IS-95	№ ОС/1-РТ-42	9,6	0,8	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 25
Samsung Electronics	Система CDMA фирмы Samsung Electronics	IS-95	№ ОС/1-РД-3 с 6.02.98 по 1.02.99	9,6	0,8	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 25
NORTEL	DMS-100	IS-95	Сертифицируется	9,6	0,8/1,9	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 25
Granger Telecom	CD-2000	Фирменный (В-CDMA)	Сертифицируется (ЛОНИИР и ЛОНИИС)	н/д	2,1/2,4	119	3,584	н/д	До 30
Lucent Technology	AirLoop System	Фирменный (В-CDMA)	Готовится к сертификации	30 × 64	3,5	100	5	0,41	Типовой – 6 Макс. – 15
Lucent Technology	Autoplex	IS-95	Сертифицируется	9,6	0,8	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 70
LG Information & Communication	STAREX-WLL	IS-95	Сертифицируется (ЛОНИИС)	9,6	0,8	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 10
DSC	Airspan (Wireless Fixed Access System)	В-CDMA (фирменный)	Сертифицирован: 2,4...2,6 ГГц. Сертифицируется 3,4...3,6 ГГц.	144	1,3...4,0	100	3,54	н/д	До 25
Siemens	CDMAlink	В-CDMA (фирменный)	Готовится к сертификации	н/д	1,8/1,9 3,5/3,6	100	7, 10, 15	н/д	До 15
NEC	CDMA system	IS-95	Сертифицируется (Воронеж)	9,6	0,8	45	1,23 (1,25)	0,43 ¹⁾	До 25
ЦКТ "СТС"	CDMA PPK-3/5.0	F-CDMA (фирменный)	Сертифицируется (Москва, НИИР)	60 × 64	2,4/3,5	100	5,10...50	0,82	До 30

1) исходя из 55 каналов по 9,6 кбит/с;

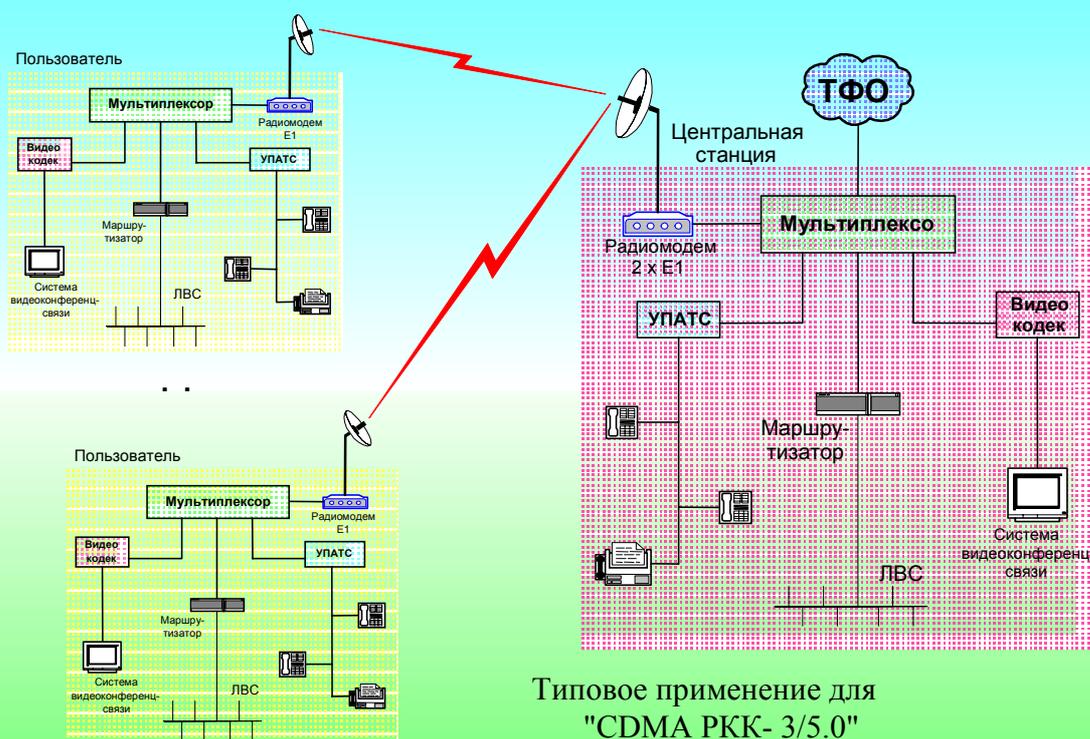
н/д – нет данных

Структура транспортной системы "CDMA РКК-3/5.0" потоков E1



Число пространственных секторов	- до 8 ($45^{\circ} \dots 360^{\circ}$)
Число несущих	- до 6 ($2.4 \div 2.6$) или ($3.4 \div 3.6$) ГГц
Расстояние ЦС-БС	- 1...30 км
Скорость в радиоканале на одной несущей	- 2 x 2048 кбит/с
Вероятность ошибки	- $p = 10^{-6} \div 10^{-8}$

Радиомодем "CDMA PKK - 3/5.0"



Радиомодем предназначен для передачи голоса, данных, изображения и Internet в конфигурациях "точка-точка" и "точка-многоточка".

Модем может комплектоваться линейной картой для создания собственной мини-АТС.

Зона обслуживания	30 км	Состав аппаратуры и	
Скорость передачи	n x 64 кб/с (G.703) n = 1, 2, ..., 64	- радиочасть (внешняя)	400 x 230 x 110 мм
Расширение спектра	прямое (DS)	- антенна (внешняя)	∅ 0,4 x 0,1 м;
Тип модуляции	QPSK; 32-QAM; 64-QAM	- цифровая часть (внутренняя)	0,4 x 0,2 x 0,13 м (3,5 ГГц)
Число последовательностей расширения спектра	128		еврокрейт 9"
Код FEC	квадратично-вычетный (48, 24)	Соединение: радиочасть - цифровая	8 слотов расширения формата 6U
Выигрыш при обработке	128	- число кабелей	2
Тип дуплекса	полный; частотный	- длина кабеля	до 100 м
Частотный диапазон	2,4 ГГц; 3,5 ГГц	- импеданс	50 Ом
Шаг сетки частот	2,5 МГц	Потребляемая мощность:	
Полоса частот	5,0 МГц	- радиочасть	40 Вт
Частотный разнос, передача - прием	100 МГц	- цифровая часть	50 Вт
Промежуточная	70 МГц	Электропитание	~ 220 В, 50 Гц
Мощность передатчика, max	23 дБм	Внешняя температура:	
Чувствительность приемника (BER = 1 · 10 ⁻⁶)	- 93 дБ	- радиочасть	от -50 °С до +60 °С
Прием	когерентный, Rake	- цифровая часть	от 0 °С до +40 °С
Основная шина	H.110 - Compact PCI	Влажность	95% при +25 °С
		Сетевые требования	Рек. G821 МК КТТ

Приложение №4: Список основных акронимов.

1. АМ/АМ – амплитудная нелинейность.
2. АМ/ФМ – амплитудо-фазовая нелинейность.
3. БГШ – белый гауссовский шум.
4. КАМ – квадратурная амплитудная модуляция.
5. ЛБВ – усилитель на лампах бегущей волны.
6. МСИ – межсимвольная интерференция.
7. НИ – нелинейные искажения.
8. ППТ – приемно-передающий тракт.
9. ПК, $\sqrt{ПК}$ - фильтр типа поднятый косинус или корень квадратный из поднятого косинуса.
10. СВЧ – сверхвысокая частота.
11. СКК – сигнально-кодовая конструкция.
12. УМ – усилитель мощности.
13. ФМ – фазовая манипуляция.
14. CDMA – code division multiply access.
15. DS-CDMA – direct spread code division multiply access.
16. IMD3 – уровень интермодуляционных частот третьего порядка.
17. OCDMA – orthogonal code division multiply access.