

$$F_{mBIC} d(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{m+1/m}^2} \left\{ \frac{(m-1)p^2 + 2pq}{m+1} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{m+1/m}} \right) + \frac{(q-p)^2}{m+1} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi\chi}{(m+1)T_{m+1/m}} \right) \right\},$$

ЛИНЕЙНЫЕ СИГНАЛЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ



Р. Г. СВАНИДZE

**ЛИНЕЙНЫЕ СИГНАЛЫ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**



Утверждено Редакционно-
издательским советом ГГУ

Тбилиси

2005

Р. Г. СВАНИДЗЕ

**ЛИНЕЙНЫЕ СИГНАЛЫ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

“Технический университет”

Р. Г. СВАНИДЗЕ

**ЛИНЕЙНЫЕ СИГНАЛЫ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

**Утверждено Редакционно-
издательским советом ГТУ**

Тбилиси 2005

УДК 621.372.8

Монография посвящена вопросам анализа линейных сигналов (ЛС) цифровых волоконно-оптических систем передачи (ЦВОСП). В ней развито системное исследование теории и практики линейных сигналов ЦВОСП. Определены основные направления развития ВОСП. Проведен расчет энергетических спектров блочных ЛС (классов 1B2B, mBnB, mB1C, DmB1C и др.) последовательность которых представляет собой случайный процесс с детерминированными тактовыми интервалами.

Все выражения для расчета энергетических спектров получены в аналитическом виде; их универсальность позволяет определить непрерывные и дискретные, постоянные составляющие при любых значениях вероятности появления единицы и нуля в исходной двоичной последовательности ЛС.

Установленные параметры и характеристики дают возможность в целом оценить свойства ЛС, с целью их сравнительного анализа и последующего выбора оптимального варианта кодообразования; позволяют исследовать процессы при регистрации элементарных сигналов в приемном устройстве ЦВОСП; определить характер системных и несистемных искажений в линейном тракте и др.

Книга предназначена для аспирантов, магистрантов и студентов вузов, а также для специалистов – связистов, занимающихся современными технологиями цифровых систем передачи.

рецензенты: Проф. И.Чхеидзе

Доц. А.Робиташвили

Доц. К.Сулханишвили

© Издательство «Технический университет», 2005 г.

ISBN

P.S. В начале была задумана монография в трех частях: анализ, синтез и моделирование линейных сигналов. Первая часть, которая посвящена анализу, перед вами и практически является моей докторской диссертацией (за исключением первой главы); написание второй части взяла на себя Л.М. Поляк, большой специалист в области вероятностного анализа и синтеза линейных сигналов, а третья часть должна была быть написана совместно с нею. Однако в январе этого года ее не стало.

Я глубоко признателен Любви Марковне Поляк – блестящему интеллектуалу, которая была не только прекрасным математиком, но и связистом – теоретиком.

*Моим родителям – Кетеван Кирилловне Ломджария и Григорию
Михаиловичу Сванидзе посвящается, в благодарность за их скромную и
красивую жизнь была написана эта книга.*

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
Введение	9
Глава 1. Волоконно-оптические системы передачи	15
1.1. Иерархия систем передачи цифровой информации.....	15
1.1.а. Плезиохронные цифровые иерархии – PDH	15
1.1.б. Синхронные цифровые иерархии - SDH/SONET	20
1.1.в. Некоторые сведения о технологии ATM	23
1.2. Основные направления развития волоконно-оптических систем передачи...	24
1.2.1. Основные этапы развития ВОСП.....	25
1.2.1.1. Метод временного мультиплексирования (TDM).....	29
1.2.1.2. Многоволновое мультиплексирование оптических несущих (WDM).....	31
1.2.1.3. Частотное мультиплексирование (FDM).....	36
1.2.1.4. Модовое мультиплексирование (MDM).....	37
1.2.1.5. Мультиплексирование по поляризации (PDM).....	37
1.2.1.6. Мультиплексирование каналов по полярности.....	38
1.2.1.7. Оптическое временное мультиплексирование (OTDM).....	40
1.2.1.8. ВОСП на солитонных линиях связи	42
1.2.1.9. Развитие сетевых технологий и освоение новых диапазонов	44
1.3. Действующие и перспективные волоконно-оптические магистрали Грузии и ближнего региона Южного Кавказа. Грузия как важнейшее звено мирового информационного пространства.....	45
1.4. Основные принципы линейного кодирования	58
1.5. Применение линейных сигналов в современных цифровых волоконно-оптических системах передачи	60
1.6. Обобщенная структурная схема ВОСП с прямым (непосредственным) детектированием сигналов	63
Краткие выводы по первой главе	66
Глава 2. Линейные сигналы цифровых волоконно-оптических систем передачи. Основные определения и требования, параметры линейных сигналов, классификация, алгоритмы формирования	67
2.1. Основные требования к линейным сигналам ВОСП	68
2.2. Основные параметры линейных сигналов	73
2.3. Классификация линейных сигналов ВОСП	78
2.4. Алгоритмы формирования линейных сигналов	84
2.4.1. Безызбыточные линейные сигналы и сигналы класса 1B2B	84
2.4.2. Блочные сигналы класса mBnB	91
2.4.3. Линейные сигналы со вставками (с дополнительным вводом)	93
Краткие выводы по второй главе	96

Глава 3. Расчет энергетических спектров линейных сигналов ВОСП	97
3.1. Методика определения энергетического спектра линейных сигналов ВОСП	97
3.2. Расчет энергетических спектров линейных сигналов класса 1B2B	104
3.2.1. Расчет энергетических спектров линейных сигналов NRZ-L, NRZ-S и NRZ-M	105
3.2.2. Расчет энергетических спектров линейных сигналов RZ-50 и RZ-25	109
3.2.3. Расчет энергетических спектров абсолютного биимпульсного сигнала VI-L	112
3.2.4. Расчет энергетических спектров абсолютных биимпульсных линейных сигналов второго и четвертого видов	114
3.2.5. Определение энергетического спектра электронно-фотонного линейного сигнала EP-1	122
3.2.6. Расчет энергетического спектра электронно-фотонного линейного сигнала EP-2	127
3.2.7. Расчет энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера	131
3.2.8. Определение энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова	135
3.2.9. Расчет энергетических спектров относительных линейных сигналов VI-M и VI-S	140
3.2.10. Расчет энергетического спектра дифференциального бифазного (относительного биимпульсного) линейного сигнала DBI	145
3.2.11. Расчет энергетического спектра линейного сигнала CMI	148
3.3. Расчет энергетического спектра блочных линейных сигналов класса mBnB	152
3.3.1. Расчет энергетического спектра блочного линейного сигнала 2B3B и четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q	152
3.3.2. Расчет энергетического спектра блочного линейного сигнала 3B4B	161
3.4. Расчет энергетических спектров линейных сигналов со вставками	168
3.4.1. Расчет энергетического спектра линейного сигнала со вставками mVIC (m=8)	168
3.4.2. Определение энергетического спектра линейного сигнала со вставками mVIC для любых значений m	173
3.4.3. Определение энергетического спектра относительного сигнала со вставками DmVIM (m=2)	180
3.5. Определение энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц	188
3.6. Постоянные и дискретные составляющие энергетического спектра линейных сигналов ВОСП	195
3.6.1. Постоянные составляющие энергетических спектров линейных сигналов ВОСП	195
3.6.2. Дискретные составляющие энергетических спектров линейных сигналов ВОСП	202
Краткие выводы по третьей главе	224
Глава 4. Анализ, сравнение и выбор линейных сигналов	227

4.1. Энергетическая оценка линейных сигналов и их сравнительный анализ.....	237
4.2. Интегральная оценка энергетических характеристик многоуровневых сигналов	270
4.3. Некоторые вопросы выделения тактовой частоты из спектра линейных сигналов класса 1В2В	276
4.4. Оценка качественных показателей устройств выделения колебаний тактовой частоты для линейных сигналов класса 1В2В	281
4.5. Моделирование глаз - диаграммы для линейных сигналов класса 1В2В в цифровых волоконно-оптических системах передачи	286
4.6. Сравнительный анализ по помехоустойчивости линейных сигналов класса 1В2В в цифровых волоконно-оптических системах передачи	296
4.7. Определение времени вхождения в блочный синхронизм при передаче линейного сигнала 3В4В	302
Краткие выводы по четвёртой главе	310
Глава 5. Моделирование и экспериментальное исследование цифровых волоконно-оптических систем передачи	314
5.1. Возможности эффективного моделирования ВОСП	314
5.2. Этапы моделирования ВОСП	315
5.3. Принципы автоматизированного проектирования волоконно-оптических систем передачи	320
5.4. Иммитационное моделирование энергетического приема в оптических системах связи	330
5.5. Экспериментальное исследование волоконно-оптических систем передачи	342
5.5.1. Экспериментальная волоконно-оптическая система передачи	342
5.5.2. Экспериментальная волоконно-оптическая система для передачи цифровых ТВ-сигналов со скоростью 108 Мбит/с	347
5.6. Универсальный кодек линейного тракта ВОСП	349
5.7. Универсальные трехкоординатные микропозиционеры с ручным и автоматическим приводом	353
Краткие выводы по пятой главе	358
Основные выводы	360
Приложение 1	365
Приложение 2	368
Приложение 3	371
Приложение 4	374
Приложение 5	377
Литература	381
Список используемых сокращений	392

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга Р.Сванидзе "Линейные сигналы ВОСП" представляет собой одну из удачных попыток изложения результатов всестороннего анализа принципов передачи цифровой информации с использованием волоконно-оптических линий связи.

В книге обобщен большой фактический материал по вопросам проектирования ВОСП, в т.ч. в отношении развития ВОСП в Закавказском регионе, предлагаются новые подходы к проблеме мультиплексирования для увеличения объема и скорости передачи цифровой информации, рассматриваются возможности совершенствования оптических элементов ВОСП на основе новейших технологий.

Основное внимание в книге уделяется исследованию особенностей передачи цифровой информации по линейным трактам ВОСП с использованием линейных кодов различных типов, в т.ч. двухуровневых неблочных, двухуровневых блочных, а также многопозиционных со вставками и перспективных четырехуровневых с произвольно заданным соотношением уровней. В процессе исследования определяются основные параметры, характеризующие линейные коды ВОСП, предлагаются принципы классификации линейных кодов, выделяется группа алгоритмов кодопреобразования, представляющихся наиболее перспективными для использования на волоконно-оптических линиях связи.

Весьма интересным является обширный материал по сравнительному анализу энергетических характеристик линейных сигналов ВОСП, куда включены некоторые теоретические вопросы расчета энергетических спектров сигналов с различными алгоритмами кодообразования, а также результаты расчетов в виде аналитических выражений для непрерывных и дискретных составляющих спектров при произвольной статистике исходной двоичной последовательности. Предлагаются такие различные варианты сравнительного анализа линейных сигналов по обобщенным энергетическим характеристикам и параметрам во

временной области, в т.ч. по показателям, определяющим раскрыт глаз-диаграммы при ограничении полосы пропускания канала связи, даются рекомендации по использованию различных типов линейных сигналов при тех или иных способах выделения компоненты тактовой в приемниках и регенераторах ВОСП.

Отдельному рассмотрению подвергаются вопросы моделирования и автоматизированного проектирования ВОСП с использованием имитационно-аналитического принципа, оцениваются результаты практического применения предлагаемых методик при разработке экспериментальной цифровой ВОСП и исследовании влияния особенностей алгоритмов образования линейных сигналов на помехоустойчивость систем передачи цифровой информации по волоконно-оптическим линиям связи.

Можно ожидать, что книга Р.Сванидзе окажется интересной и полезной не только для разработчиков ВОСП, но и для научных работников и специалистов в области общей теории передачи сигналов по линейным трактам цифровых систем связи.

Л.М. Поляк, г. Москва

3.10.2003 г.

P.S. Вслед за данной книгой была задумана монография в трех частях: анализ, синтез и моделирование линейных сигналов. Первая часть, которая посвящена анализу, перед вами и практически является моей докторской диссертацией. написание второй части взяла на себя Л.М. Поляк, большой специалист в области вероятностного анализа и синтеза линейных сигналов, а третья часть должна была быть написана совместно с нею. Однако в январе этого года ее не стало.

Я глубоко признателен Любви Марковне Поляк – блестящему интеллектуалу, которая была не только прекрасным математиком, но и связистом – теоретиком.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных направлений современного научно-технического прогресса является развитие волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). ВОСП по всем характеристикам превосходят все традиционные системы связи. Они обеспечивают возможность доставки на значительные расстояния чрезвычайно большого объёма информации с максимально высокой скоростью и высокой надёжностью. Область применения ВОСП не ограничивается передачей данных на большие расстояния в различных системах связи, а простирается на сферу от локальных (LAN) до глобальных (WAN) волоконно-оптических телекоммуникационных сетей.

Широкомасштабное использование волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) дало повод для строительства волоконно-оптических сетей вначале асинхронной (PDH), а потом и синхронной (SONET/SDH) цифровых иерархий. Стремительно входят в нашу жизнь волоконно-оптические интерфейсы в локальных сетях Ethernet, FDDI, Fast Ethernet, Gigabit Ethernet, ATM (асинхронный режим переноса). Весьма перспективно использование волоконно-оптической техники в кабельном телевидении, так как она позволяет, с одной стороны, обеспечить высокое качество передачи изображения, а с другой, - существенно расширить возможности информационного обслуживания абонентов. Последнее связано с интенсивным развитием телекоммуникаций, основанных на использовании персональных компьютеров (ПК) для доставки электронной почты, соединения домашнего ПК с удалённым компьютером на рабочем месте, пересылки файлов в другой город, использования различных ресурсов базы данных. Без ВОСП невозможно развивать основные направления современной телекоммуникации: глобализацию и персонализацию сетей связи, Internet и другие интерактивные коммерческие информационные службы, а также волоконно-оптические локальные вычислительные сети (ЛВС). Локальные ВОСП начали создаваться в 70-е годы, а затем были разработаны аппаратные средства для сети Ethernet.

Развитие телекоммуникационных технологий по пути многоцелевого назначения для телефонной и телеграфной связи, телевидения, передачи данных, мультимедии приложений и т.д. как единой цифровой сети интегрированного обслуживания ISDN, а также внедрение новейшей технологии асинхронного режима переноса (ATM) как связующей с транспортными сетями синхронной цифровой иерархии (SDH) вообще немислимо без использования ВОСП.

Прогресс в области оптоэлектронных и информационных технологий позволил резко повысить полосу пропускания (100 ГГц) и быстродействие (40...80 Гбит/с) оконечных устройств систем передачи, при том, что полоса пропускания и скорость передачи современных оптических волокон уже составляют соответственно десятки терагерц (ТГц) и несколько Тбит/с. При этом длина регенерационных участков увеличилась до нескольких сот километров и в ближайшее время достигнет тысяч километров. Современной сетью телекоммуникаций, связанной с развитием интеллектуальных сетей, является и компьютерная телефония, представляющая собой синтез компьютеров, интеллектуальных сетей связи, телефона и телевидения.

На этом этапе в ВОСП достигнута передача цифровых сигналов с вероятностью ошибки 10^{-10} – 10^{-12} и более, тогда как в системах связи на электрических кабелях (коаксиальных, симметричных) этот параметр достигает только величины соответственно 10^{-6} и 10^{-5} .

За сравнительно короткое время ВОСП прошли эволюцию развития как в направлении технических и функциональных решений, так и в направлении технологических усовершенствований компонентов системы (волоконно-оптические кабели, волоконно-оптические разветвители, ответвители, соединители, волоконно-оптические фильтры, источники и приемники оптического излучения, модуляторы и переключатели оптических сигналов и т.д.)

В цифровых системах передачи, с целью улучшения эффективности систем, используется три основных типа кодирования: кодирование источника, канальное кодирование и линейное кодирование.

Кодирование источника используется для сокращения избыточности источника информации, а канальное кодирование – для повышения надежности передачи по каналам с помехами. Это - классические типы кодирования, описываемые в теории информации.

Основной целью другого фундаментального типа кодирования – линейного кодирования, является повышение надежности передачи, но использование его основано на практических соображениях с учётом возможности реализации. Линейное кодирование вводится для согласования источника информации с каналом и в целом для оптимизации данного канала связи. Для решения проблемы повышения надёжности передачи особое значение имеет устранение избыточности цифровых телевизионных сигналов путём сужения цифровых потоков изображения. В этом направлении следует отметить работы д.т.н., профессора Харатишвили Н.Г. [69, 70] и его школы - д.т.н., профессора Беридзе Дж.Л. [71], д.т.н., профессора Зумбуридзе О.Г. [72], д.т.н., профессора Чхеидзе И.М. [73], д.т.н., проф. Элизбарашвили П.М., к.т.н., доцента Мурджинкели Г.Г., к.т.н., доцента Векуа Т.А., профессора Хунцария Дж.М. к.т.н., доцента Нанобашвили В.В. Особо следует отметить результаты исследований Цуккермана И.И. [74], Мусмана Х.Г. [75], Красильникова Н.И. [76], Претта У. [77, 78], Кривошеева М.Н. [79]. Общим вопросам данной темы посвящены работы автора и его коллег [80-85, 170-175,177]. Следует отметить, что до настоящего времени линейные коды ВОСП не были систематизированы. По этой причине существуют разночтения в названиях линейных сигналов, (одни и те же коды носят разные названия). Кроме того, на данном этапе в литературе нет четкого разграничения между линейными сигналами, применяемыми в электрических и оптических кабелях связи.

В работе приводятся сведения о линейных сигналах, применяемых в ВОСП различных стран и в современных системах связи; дается классификация этих сигналов.

Следует обратить особое внимание на методику расчета вероятностных характеристик линейных сигналов ВОСП. По этому вопросу в литературе, особенно за 1980-1990 годы, предложено множество подходов, где нередко для расчета используется довольно сложный математический аппарат с громоздкими выкладками.

Предлагается общий подход для решения этой задачи на основе фундаментальных исследований многоуровневых сигналов, проведенных Поляк Л.М. [42]. Определяются аналитические выражения для вероятностных характеристик практически всех существующих линейных сигналов класса 1B2B, а также для применяемых на практике блочных линейных сигналов класса mBnB и сигналов со вставками. Теоретически доказывается возможность расчета энергетических спектров с помощью обратных матриц.

В общем случае вероятностный анализ линейных сигналов предполагает: определение энергетических спектров передаваемых последовательностей, исследование особенностей процесса выделения тактовой частоты в устройствах синхронизации и регенерации, оценку помехоустойчивости сигналов различных типов при их прохождении в реальных цифровых каналах с ограниченной полосой пропускания, энергетическую (интегральную) оценку сигналов и др.

Рассматриваемые коды могут быть использованы и как интерфейсные (стыковые), и как линейные. Если в электрических линиях связи интерфейсные и линейные коды могут совпадать, то в волоконно-оптических системах, как правило, нет возможности непосредственного использования биполярных сигналов для оптической несущей в волоконно-оптическом кабеле. Например, при использовании биполярного интерфейсного сигнала HDB-3 в оптических линиях связи могут применяться коды CMI, MCMI (модифицированный CMI)

или код типа mBnB, а также его оптические аналоги, например, однополярный эквивалент сигнала HDB-3.

С целью сравнения линейных сигналов различных типов и оценки помехоустойчивости при их прохождении в каналах с ограниченной полосой пропускания, в работе осуществляется моделирование глаз-диаграммы сигналов класса 1B2B, приводится их классификация по способу и принципам выделения тактовой частоты, а также расчет величины дисперсии фазовых флуктуаций выделяемого тактового колебания. Выработаны рекомендации о целесообразности использования того или иного из этих сигналов в зависимости от статистических свойств исходной двоичной последовательности. В работе осуществлено сравнение линейных сигналов по энергетическим показателям: по размещению энергии в определенной полосе частот. Установлена активная ширина полосы пропускания рассматриваемых линейных сигналов. В работе не отразились вопросы исследования линейных сигналов, с точки зрения помехоустойчивости к синхронизации, и их сравнительный анализ к фазовым дрожаниям, происходящим в линиях связи (джиттер, вандер). Следовало бы также обратить должное внимание и более глубоко рассмотреть вопросы стандартизации линейных сигналов и др. Решение этих вопросов ждет будущих исследователей.

Основные разделы книги были опубликованы в последнем десятилетии в научных журналах.

Ввиду того что современные ВОСП опираются на цифровые системы PDH, SONET/SDH, в первой главе рассматриваются иерархии систем PDH, SONET/SDH, а также приводятся краткие сведения о технологии ATM, о состоянии и перспективах развития ВОСП, о методах мультиплексирования, данные о действующих и перспективных волоконно-оптических магистралях Грузии и Южно-Кавказского региона. Приводятся некоторые сведения о линейных трактах, используемых в современных ВОСП.

Во второй главе даются основные определения. формируются наиболее важные требования к линейным сигналам, приводятся основные параметры линейных сигналов, разрабатывается их классификация, рассматриваются алгоритмы формирования.

Третья глава посвящается расчету энергетических характеристик линейных сигналов ВОСП: безызбыточных, класса 1В2В, блочных типа mVnB, последовательностей с дополнительным вводом. На основании выбранной методики определяется аналитическое выражение для энергетических спектров линейных сигналов. Приводится расчет энергетических спектров линейных сигналов ВОСП с помощью обратных матриц.

В четвертой главе рассматриваются вопросы анализа, сравнения и выбора линейных сигналов по энергетическим показателям и характеристикам процесса выделения тактовой частоты, моделируется глаз-диаграмма для линейных сигналов класса 1В2В ЦВОСП, осуществляется оценка некоторых качественных показателей ЦВОСП, производится сравнение по показателям вхождения в блочный синхронизм и по общим критериям помехоустойчивости.

В пятой главе рассматриваются актуальные вопросы моделирования, принципы построения и структура задач систем автоматизированного проектирования ВОСП. Приводятся примеры имитационного и имитационно-аналитического моделирования ВОСП. Для подтверждения некоторых теоретических результатов осуществляется экспериментальное исследование ВОСП.

Так как «ни в одном деле успех невозможен без права на ошибку» (Л.Н. Толстой), настоящая книга не застрахована от недочетов и автор с удовольствием примет все замечания и пожелания, которые помогут улучшить ее содержание.

В книге используются англоязычные и русскоязычные сокращения и термины по современным методам и системам телекоммуникаций [86, 99-101].

ГЛАВА 1. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Современные цифровые волоконно-оптические системы передачи (ЦВОСП) базируются на цифровых иерархиях систем передачи информации. Рассмотрим применяемые в настоящее время основные системы цифровой технологии, которые в различных модификациях являются составной частью ЦВОСП.

1.1. Иерархия систем передачи цифровой информации

Цифровые иерархии можно сформировать путем каскадного соединения мультиплексоров различных уровней. Поскольку для входного сигнала цифровых систем передачи (ЦСП) используется скорость основного цифрового канала DS0-(64 кбит/с), то с помощью мультиплексора типа $n:1$ можно формировать потоки со скоростью $n \times 64$ кбит/с.

Если считать этот мультиплексор мультиплексором первого уровня, то путем применения коэффициентов различных кратностей можно сформировать цифровые иерархии второго, третьего и т.д. уровней.

В настоящее время существуют плезиохронная (PDH) и синхронная (SONET/SDH) цифровые системы. Известно три вида плезиохронных систем (PDH): Американская иерархия (АИ), Японская иерархия (ЯИ), Европейская иерархия (ЕИ).

Ниже вкратце рассмотрены современные ЦСП [1-13,20].

1.1.а. Плезиохронные цифровые иерархии – PDH

Первая Американская (АИ) иерархия

В основе первой иерархии лежит скорость основного цифрового канала DS0, что дает последовательность каналов вида DS1-DS2-DS3-DS4 (последовательность скоростей с номинальными значениями 1544-6312-44736-274176 кбит/с), именуемых каналами вида T1-T2-T3-T4 (как правило, приводится ряд приближенных величин: 1,5-6-45-274 Мбит/с). С учетом скорости DS0

(одинаковой для всех трех иерархий), указанный ряд скоростей соответствует ряду коэффициентов мультиплексирования $n=24$, $m=4$, $I=7$, $k=6$. Эта иерархия позволяет передавать соответственно: 24, 96, 672 и 4032 канала DS0.

DS0 - DS4 называются цифровыми каналами 0-го, 1-го, 2-го, 3-го и 4-го уровней иерархии. В терминологии, используемой в технике связи, это соответствует основному цифровому каналу (ОЦК), первичному цифровому каналу (ПЦК), вторичному цифровому каналу (ВЦК), третичному цифровому каналу (ТЦК) и четверичному цифровому каналу (ЧЦК).

Вторая Японская (ЯИ) иерархия

Эта иерархия также опирается на скорость DS0 (ОЦК) и дает последовательность каналов вида DS1-DS2-DSJ3-DSJ4-DSJ5 (последовательность скоростей 1544-6312-32064-97728-397200 кбит/с или в приближении 1,5-6-32-98-397 Мбит/с), что с учетом скорости DS0 соответствует ряду коэффициентов мультиплексирования $n=24$, $m=4$, $I=5$, $r=3$, $I=4$. Указанная иерархия позволяет передавать соответственно: 24, 96, 480, 1440 и 5760 каналов DS0. Эта иерархия называется Японской системой (ЯС) иерархии.

Будем в дальнейшем называть DSJ3-DSJ5 цифровыми каналами 3-5-го уровней Японской иерархии PDH. По терминологии, используемой в технике связи, эти каналы должны называться третичными, четверичными и пятеричными каналами ЯС.

Третья Европейская (ЕИ) иерархия

В основе данной иерархии также лежит скорость DS0, что дает последовательность каналов вида E1-E2-E3-E4-E5 (последовательность скоростей 2048-8448-34368-139264-564992-кбит/с или в приближении 2-8-34-140-565 Мбит/с), что соответствует ряду коэффициентов $n=30(32)$, $m=4$, $I=4$, $k=4$, $I=4$, (т.е. после n коэффициент мультиплексирования в этой иерархии выбирался постоянным и равным 4). Указанная иерархия позволяет передавать

соответственно 30, 120, 480, 1920 и 7680 каналов DS0, что отражается и в названии ИКМ систем: ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480 и т.д.

Указанные иерархии, известные под общим названием плезиохронных цифровых иерархий, проиллюстрированы данными табл. 1.1.

Таблица 1.1

Системы цифровых иерархий:
американская (АС), японская (ЯС) и европейская (ЕС)

Уровень цифровой иерархии	Скорости передачи, соответствующие различным системам цифровой иерархии, кбит/с									Аппаратура
	Американская система			Японская система			Европейская система			
	Цифровые каналы									
0 (основной)	DS0	каналы	64	DS0		64	DS0	каналы	64	
1 (основной)	DS1	Станд Т1	1544	DS1	Станд	1544	E1	Станд E ₁	2048	ИКМ-30
2 (основной)	DS2	Станд Т2	6312	DS2	Станд	6312	E2	Станд E ₂	8448	ИКМ-120
3 (основной)	DS3	Станд Т3	44736	DSj3	Станд	32064	E3	Станд E ₃	34368	ИКМ-480
4 (основной)	DS4	Станд Т4	274176	DSj4	Станд	97728	E4	Станд E ₄	139264	ИКМ-1920
5 (основной)				DSj5	-	397200	E5	E ₅	564992	ИКМ-7680

Параллельное развитие трех различных систем иерархии мешало развитию телекоммуникаций в мировом масштабе. Поэтому международной электросвязью в соответствии со стандартизацией ITU-T, МЭС-T были сделаны шаги по их унификации и возможному объединению. В результате был разработан стандарт [2], согласно которому:

- в качестве базовых были стандартизованы (см. таблицу 1.1) три (не считая основного) первых уровня АС (DS1- DS2- DS3), четыре первых уровня ЯС (DS1- DS2- DSJ3- DSJ4) и четыре первых уровня Е (E1-E2-E3-E4), а также указаны схемы кросс-мультиплексирования иерархий (взаимного перехода из одной иерархии в другие);
- последние уровни первой, второй и третьей систем иерархии (274, 397 и 565 Мбит/с соответственно) не были рекомендованы в качестве стандартных;

- была сохранена ветвь 32064-97728 кбит/с (предложено 32-98 Мбит/с) в ЯС иерархии, т.е. установлено фактическое соответствие уровня DSJ3 уровню E3, что облегчает кросс-мультиплексирование с третьего уровня (DSJ3) на четвертый (E4).

Работы по стандартизации иерархий как в Европе, так и в Америке, привели к созданию систем плезиохронной цифровой иерархии (PDH или ПЦИ) и системы синхронной цифровой иерархии (SONET/SDH или СЦИ).

Недостатки PDH технологии, по сравнению с технологией SDH, заключаются в том, что:

- добавление выравнивающих символов делает невозможным идентификацию и вывод, например, потока 64 кбит/с или даже 2 Мбит/с, "защитого" в поток 140 Мбит/с, без полного демультиплексирования или "расшивки" этого потока и удаления выравнивающих символов.
- PDH предоставляет слабые возможности для организации служебных каналов в целях контроля и управления потоком в сети и практически не обладает средствами маршрутизации мультиплексированных потоков нижних уровней, что крайне важно для использования систем PDH в сетях передачи данных.

Желание преодолеть указанные недостатки PDH привело к разработке в США иерархии нового типа – иерархии синхронной оптической сети SONET, а в Европе – аналогичной ей синхронной цифровой иерархии SDH. Обе иерархии были рассчитаны на использование ВОК (волоконно-оптических кабелей) как среды передачи, допускающей меньшее затухание при большей скорости передачи.

Целью разработки была новая иерархия, которая позволила бы:

- унифицировать иерархический ряд скоростей передачи и продолжить его за пределы, ограниченные иерархиями PDH;
- вводить/выводить входные потоки без необходимости проводить их сложную "сборку/разборку" (т.е. иметь возможность определять

положение каждого входного потока (триба), входящего в состав общего потока);

- разработать новую структуру фреймов, позволяющую осуществлять не только примитивную сигнализацию, но и маршрутизацию потоков;
- осуществлять в пределах иерархии управление сетями с топологией любой сложности;
- разработать стандартные интерфейсы для облегчения стыковки разных производителей.

Однако очевидного преимущества SDH-систем нельзя было достичь без обеспечения наследственности и защиты PDH-стандартов. Поэтому при разработке SONET-технологии была обеспечена защита американских, а при разработке SDH-технологии, наследственность европейских PDH иерархий. В окончательном варианте SONET/SDH-стандартами были защищены обе указанные системы.

В 1984-86 гг., рассмотрев ряд альтернатив, комитет T1 (США) предложил использовать 50,688 Мбит/с в качестве основного синхронного транспортного сигнала STS-1. Однако впоследствии, учитывая неудачу практического внедрения кросс-мультиплексирования существующих PDH иерархий, а также принимая во внимание наличие аналогичной европейской разработки, названной SDH-иерархией, где в качестве основного формата сигнала был принят синхронный транспортный модуль STM-1 (155,52 Мбит/с), позволяющий инкапсулировать все фреймы европейской PDH-иерархии, комитет SONET принял решение разработать синхронную цифровую иерархию, названную SONET/SDH, первый уровень которой OC1 принимался равным 51,84 Мбит/с. Это давало возможность (путем разработки развитой схемы мультиплексирования и кросс-мультиплексирования) предложить универсальный набор виртуальных контейнеров, позволяющий инкапсулировать все форматы фреймов стандартных уровней американской и европейской PDH-иерархий.

Синхронный транспортный модуль STM (155,52 Мбит/с), предложенный европейской версией SDH, не только совпадал с новой скоростью SONET OC3 ($51,84 \times 3 = 155,52$ Мбит/с), но и позволял включить в схему мультиплексирования максимальную скорость европейской PDH-иерархии – 140 Мбит/с.

Совместные усилия в этом направлении привели к разработке и публикации в Синей книге в 1989 г. трех основополагающих рекомендаций ССИТТ (теперь ИТУ-Т) по SDH: Rec. G.707, G.708 и G. 709, а также параллельной публикации организациями ANSI и Bellcore аналогичных стандартов для технологии SONET.

1.1.6. Синхронные цифровые иерархии - SDH/SONET

До появления синхронных сетевых технологий SONET/SDH цифровые сети были по сути асинхронными системами, так как не использовали внешнюю синхронизацию от центрального эталонного источника. В них искажения символов приводили не только к ошибочному приему информационных блоков, но и к нарушению синхронизации. На приемном конце "испорченные" кадры изымались из передаваемой последовательности вплоть до момента восстановления синхронизации. Отсутствие возможности инициировать повторную передачу потерянного фрагмента, как, например, при использовании технологии X.25 в локальных сетях, означало его безвозвратную потерю.

Как отмечалось выше, по сравнению с асинхронными, синхронные сети имеют ряд преимуществ, к числу которых относятся:

- упрощение сети, вызванное тем, что при синхронной технологии один мультиплексор ввода/вывода, позволяя непосредственно ввести/вывести, например, сигнал E1 (2 Мбит/с) во фрейм (из фрейма) STM-1 (155 Мбит/с), заменяет целую "гирлянду" мультиплексоров PDH, приводит к экономии не только в оборудовании (его цене и номенклатуре), но и в организации размещения, питания и обслуживания;

- надежность и самовосстанавливаемость сети, обусловленные тем, что, во-первых, сеть использует волоконно-оптические кабели (ВОК), передача по которым практически не подвержена действию электромагнитных помех, и во-вторых, архитектура и гибкое управление сетями позволяют использовать защищенный режим работы, допускающий два альтернативных пути распространения сигнала с почти мгновенным переключением в случае повреждения одного из них, а также обход поврежденного узла сети;
- гибкость управления сетью, обусловленная наличием большого числа достаточно широкополосных каналов управления и компьютерной иерархической системой управления с уровнями сетевого и элементного менеджмента, а также возможностью автоматического дистанционного управления сетью из одного центра, включая динамическую реконфигурацию каналов и сбор статистики о функционировании сети;
- выделение полосы пропускания по требованию – услуга, которая раньше могла быть осуществлена только по заранее (например, за несколько дней) спланированной договоренности (например, вывод требуемого канала при проведении видеоконференции), теперь может быть предоставлена в считанные секунды путем переключения на другой (широкополосный) канал;
- прозрачность для передачи любого трафика – акт, обусловленный использованием виртуальных контейнеров, которые инкапсулируют трафик, сформированный другими технологиями, включая самые современные - Frame relay, ISDN и ATM;
- универсальность применения – технология может быть использована как для создания глобальных сетей или глобальной транспортной магистрали, передающей тысячи каналов со скоростью до 40 Гбит/с, так и для компактной кольцевой корпоративной сети, объединяющей десятки локальных сетей;

- простота наращивания мощности – при наличии универсальной стойки для размещения аппаратуры переход на следующую (более высокую) скорость SDH иерархии можно осуществить простой заменой одной группы функциональных блоков (карт) новой группой карт, рассчитанной на большую скорость передачи.

Как отмечалось выше, при разработке технологии SONET обеспечивалась преемственность американской, а при разработке SDH – европейской иерархии PDH. В окончательном варианте стандарты SONET/SDH поддерживают обе указанные иерархии. Так, мультиплексоры сетей SONET/SDH, через которые осуществляется доступ в сеть, первоначально были рассчитаны на поддержку тех входных каналов (каналов доступа), скорость передачи которых соответствовала объединенному стандартному ряду американской и европейской иерархий PDH, а именно: 1,5; 2; 6; 8; 34; 45 и 140 Мбит/с.

При построении иерархии SDH цифровые сигналы каналов доступа, скорость передачи которых соответствует указанному ряду, называются трибами PDH (в терминологии связистов – компонентными сигналами), а сигналы, скорость передачи которых соответствует стандартному ряду скоростей SDH - трибами SDH.

Первая особенность иерархии SDH – поддержка в качестве входных сигналов каналов доступа только трибов PDH и SDH. Другая особенность – процедура формирования структуры фрейма, в соответствии с которой структура верхнего уровня может строиться из структур нижнего уровня и несколько структур того же уровня могут быть объединены в одну более общую структуру.

Существующие помимо этих правила отражают специфику технологии. Например, технология должна позволять упаковывать трибы PDH, поступающие на вход мультиплексора в оболочку фрейма таким образом, чтобы их легко можно было ввести и вывести в нужном месте тракта передачи с помощью мультиплексора ввода-вывода. Для этого сам фрейм достаточно

представить в виде некоторого контейнера стандартного размера (в силу синхронности сети его размеры не должны меняться), имеющего сопровождающую документацию, роль которой играет заголовок, где должны быть описаны все параметры, необходимые для управления и маршрутизации контейнера.

Внутренняя емкость контейнера должна быть согласована с размером и характером помещаемой в него полезной нагрузки, которая может представлять собой однотипные контейнеры меньшего размера (нижних уровней), имеющие некий заголовок и полезную нагрузку и т.д. по методу последовательных вложений (инкапсуляций).

В настоящее время эксплуатируются или разрабатываются SDH системы со скоростями, соответствующими окончательной версии SDH-иерархии: STM-1, STM-4, STM-16, STM-64, STM-256, или со скоростями 155,52; 622,08; 2488,32; 9953,28 и 39813,12 Мбит/с. Три первых уровня (называемых ранее первым, четвертым и шестнадцатым) были "де-юре" стандартизованы в предпоследней редакции ITU-T Rec. G.707, четвертый – в последней опубликованной (на начало 2000г.) редакции. Последний (пятый) уровень "де-факто" реализован и используется в серийно производимой аппаратуре, но "де-юре" пока не стандартизован.

1.1.в. Некоторые сведения о технологии АТМ

Технология АТМ (режим асинхронной передачи) развивается как самостоятельно, так и во взаимодействии с SDH и WDM. Технология АТМ разрабатывалась сначала как часть технологии В-1SDN (широкополосной цифровой технологии сети с интеграцией служб обслуживания), поэтому модель АТМ являлась составной частью модели В-1SDN. Позднее, ввиду задержки с внедрением технологии В-1SDN, АТМ стала развиваться самостоятельно. Основным назначением АТМ (как и В-1SDN) является обеспечение высокоскоростного транзита сигналов различного класса: речевых, передачи

данных, видеоизображения, а также мультимедия. Предположенная как технология широкого применения, АТМ была ориентирована на использование физических уровней других высокоскоростных цифровых технологий, в частности, SDH/SONET и FDDI. В связи с этим стандартизированные скорости передачи соответствовали (АТМ UNI, Version 3.0) 155 Мбит/с (SDH, 1 уровень), 100 Мбит/с (FDDI), 45 Мбит/с (DS-3-PDH, 3 уровень). В качестве среды передачи для АТМ потоков, как и в системах SONET/SDH, первоначально предполагалось использовать волоконно-оптический кабель (ВОК).

С целью придания АТМ-технологии универсальной (пригодной для работы с современными телекоммуникационными технологиями) скорости передачи, были охвачены уровни Е3 и Е4 (34 и 140 Мбит/с) вверх по шкале SDH и вниз/вверх по шкале PDH, охвачен I-уровень (OC-1) SONET – 52 Мбит/с, а также учтены потребности конечных пользователей локальных сетей, работающих через пользовательский интерфейс UNI.

В настоящее время скорости передачи, реализуемые системами АТМ, перекрывают диапазон от 64 кбит/с до 40 Гбит/с и, как правило, соответствуют ряду: 64, nx64, 1,5/2, 6/8, 13, 26, 32, 34/45, 52, 98, 100, 140, 155, 622 Мбит/с, 2,5, 10 и 40 Гбит/с или в стандартных обозначениях: DS0, nxDS0, T1/E1, T2/E2, FLRIBM, LRIBM, DSJ3, T3/E3, OC-1, DSJ4, FDDI, E4, STM-1, STM-4, STM-16, STM-64 и STM-256.

Это не означает, что для каждого из членов приведенного ряда существуют стандартные спецификации физического уровня В-ISDN (см. новые версии стандартов серии ITU-T I.432). Кроме того, наряду с указанными, существуют и нестандартизированные скорости АТМ.

1.2. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Развитие ВОСП идет по пути разработки техники и технологии составляющих элементов, улучшения качественных показателей функциональных схем, решения новых методов мультиплексирования.

Ниже рассмотрены основные этапы развития ВОСП и сопутствующих методов мультиплексирования [2-7,9-13].

1.2.1. Основные этапы развития ВОСП

Развитие волоконно-оптических систем передачи началось в 70-х годах после внедрения в практику кварцевого оптического волокна (ОВ) с низким показателем потерь, где были зафиксированы три окна прозрачности: на длине волны 0,85 мкм, 1,3 мкм и 1,55 мкм, и самое низкое значение потерь, не достигающее 0, 25 дБ/км, соответствовало окну прозрачности на длине волны 1,55 мкм. Первым диапазоном, в котором начинали работать ВОЛС (тогда только многомодовые оптические волокна), был диапазон 0,78...0,86 мкм, соответствующий первому окну прозрачности (при затухании кабеля в этом диапазоне до 2 дБ/км).

За последние 10-15 лет ВОСП прошли все этапы развития - от первых аналоговых систем на многомодовых оптических кабелях до современных цифровых волоконно-оптических систем передачи (ЦВОСП) на одномодовых оптических кабелях [7]. Эволюция систем сопровождается развитием технологии оптоэлектронных элементов (оптические волокна, источники оптического излучения, оптические приемники, модуляторы и переключатели оптических сигналов, мультиплексоры и демультимплексоры, согласующие устройства и т.д.). Исходя из этого, ИТУ-Т утвердили стандарты на оптические волокна, на оптические функциональные элементы и системы, на оптические транспортные сети, на методы измерения и испытания основных характеристик.

Классификация ВОСП приведена на рис.1.1 [14]. Как отмечалось выше, первые ВОСП были аналоговыми, затем, с внедрением принципов импульсно-

кодовой модуляции, появились цифровые ВОСП (ЦВОСП), которые были основаны на временном мультиплексировании цифровых потоков и прямом (непосредственном) методе детектирования. Кроме этого, ВОСП можно классифицировать: по методу приема информационных потоков (непосредственное детектирование, аналоговые и цифровые методы супергетеродинного и гомодинного приема); по принципам передачи сигналов (аналоговые, цифровые); по методам мультиплексирования информационных потоков (временное, частотное, модовое, многомодовое, по поляризации) и т.д.

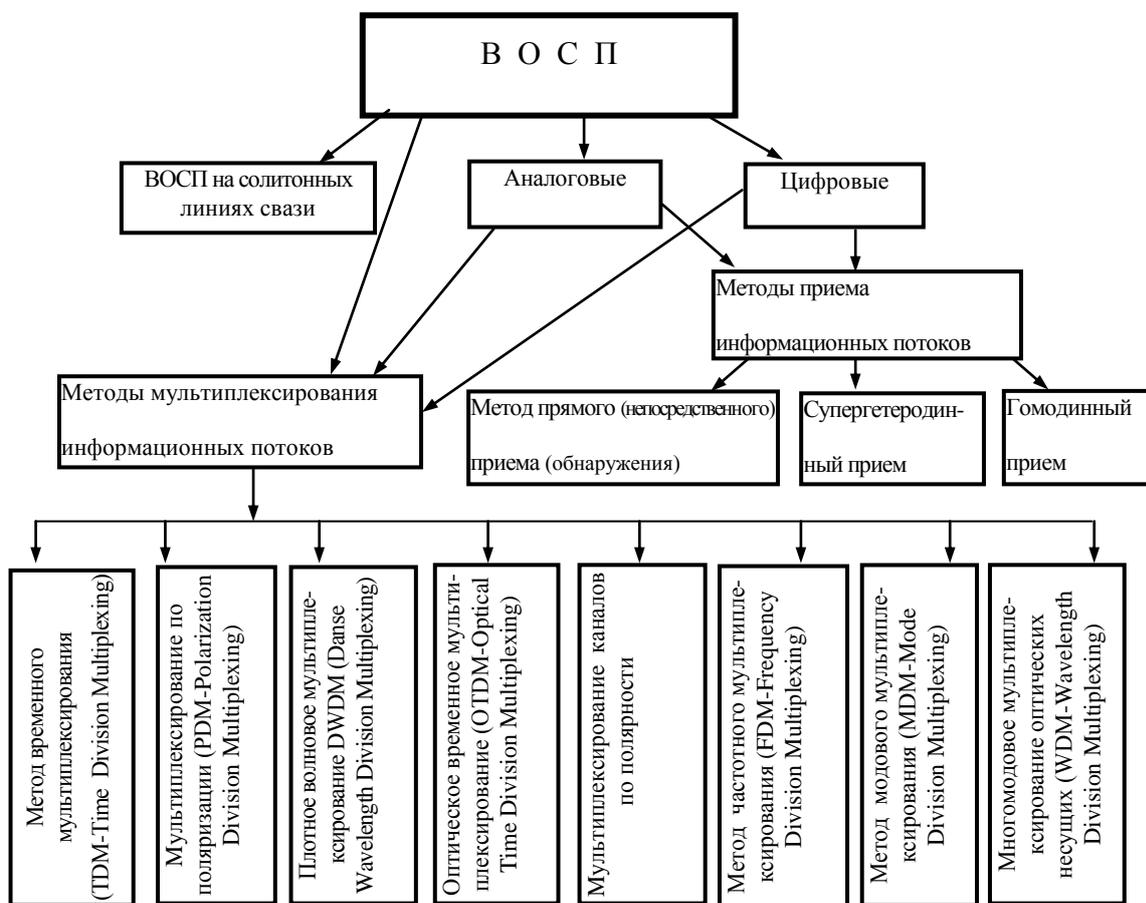


Рис. 1.1. Классификация волоконно-оптических систем передачи по методам приема и принципам мультиплексирования

При прямом (непосредственном) приеме на передающей стороне в передатчике осуществляется модуляция по интенсивности света, передаваемый

цифровой поток на приемной стороне детектируется прямым (непосредственным) методом детектирования.

В процессе оптической демодуляции [4] сигнал, модулированный по амплитуде, интенсивности, частоте, фазе или поляризации, преобразуется таким образом, что на выходе демодулятора появляется восстановленный информационный сигнал. На рис. 1.2 приведены блок-схемы приемников прямого, гетеродинного и гомодинного типов. На рис. 1.2,а представлено оптическое приемное устройство прямого детектирования. Световой поток из передающего устройства проходит через оптический полосовой фильтр, предназначенный для ослабления фонового излучения, и попадает на поверхность фотодетектора. Выходной ток фотодетектора пропорционален мгновенной интенсивности несущей. Поскольку отклик фотодетектора в рабочем диапазоне спектра не зависит от частоты, фазы или поляризации оптической несущей, приемное устройство прямого детектирования используется только для демодуляции амплитудно-модулированных и модулированных по интенсивности колебаний. (Более подробно о методе прямого детектирования см. ниже при рассмотрении метода временного мультиплексирования).

Системы когерентной оптической телекоммуникации основаны на модуляции амплитуды, частоты и фазы поля световой волны. В связи с этим в них используются высококогерентные световые источники, одномодовые ОВ и гетеродинные приемники.

Как известно, фотодетекторы (FD), чувствительные к потоку фотонов, не воспринимают фазу воздействующей световой волны. Однако существуют методы измерения комплексной амплитуды (включая фазу) поля световой волны, которые основаны на смешивании ее с когерентным и стабильным по фазе полем эталонного источника оптического излучения, создаваемого локальным генератором, с последующей регистрацией совмещения световых волн посредством фотодетектора.

В результате смешивания данных полей возникают биения, обнаруживаемые по току фотодиода, содержащему информацию как об амплитуде, так и о фазе поля сигнала. Такой метод обнаружения называется оптическим гетеродированием, оптическим смещением, фотосмещением, оптическим биением или когерентным оптическим приемом. В общем случае когерентный оптический приемник представляет собой оптический эквивалент супергетеродинного радиоприемника.

На рис. 1.2.б представлена упрощенная блок-схема оптического гетеродинного приемного устройства.

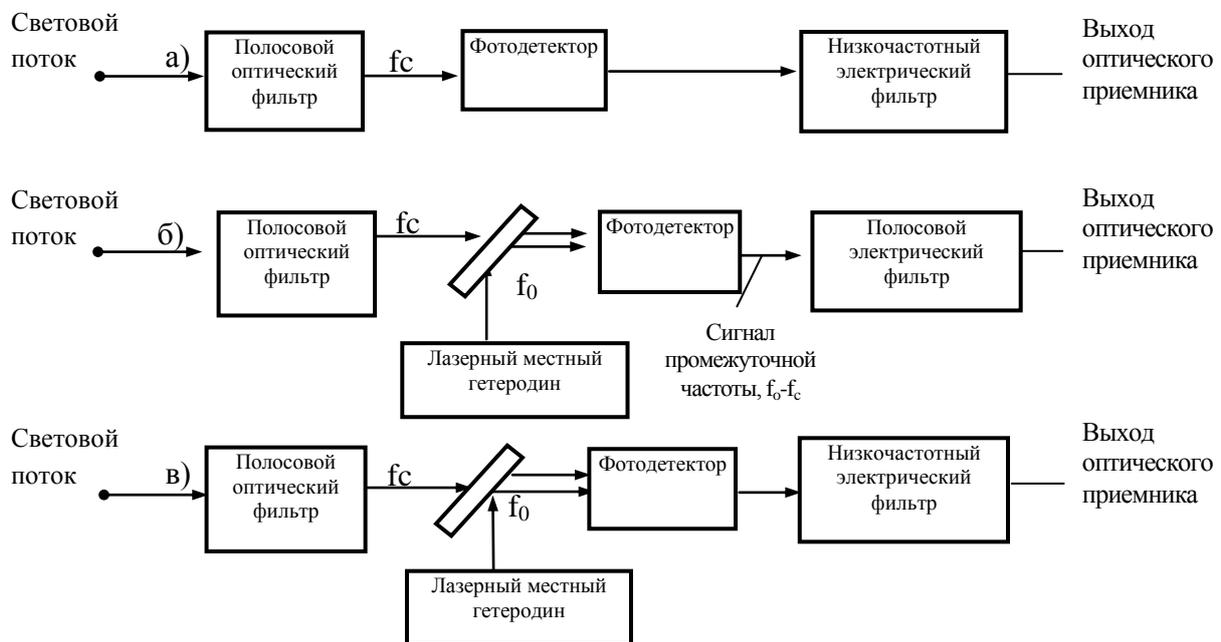


Рис. 1.2. Оптические приемные устройства: а) приемник прямого детектирования; б) гетеродинный приемник; в) гомодинный приемник

Частота оптического гетеродина f_0 отличается от частоты несущей (f_c) на требуемое значение промежуточной частоты ($\Delta f = f_0 - f_c$). В результате на поверхности фотодетектора образуется оптическая интерференционная картина. В гомодинном приемном устройстве (рис. 1.2,в) используется принцип оптического смещения, однако, в отличие от гетеродинного приемника, частоты колебаний несущей (f_c) и местного гетеродина (f_0) должны быть

одинаковыми, а фазы синхронизированы. Существуют аналоговый и цифровой (бинарный) супергетеродинный и гомодинный приемы.

Необходимым условием для правильного смешивания излучения локального генератора и принимаемого оптического излучения является их синхронизация (согласование) по фазе, т.е. оба излучения должны быть параллельными и иметь одинаковую поляризацию, что предъявляет высокие требования к используемым лазерам и оптическому волокну. Лазеры должны быть одночастотными и иметь минимальные флуктуации фазы и интенсивности излучения, кроме того, локальный генератор должен синхронизироваться по фазе принимаемым оптическим полем посредством адаптивной настройки фазы и частоты генератора (с использованием обратной связи по фазе).

Американским институтом национальных стандартов (ANSI) и ассоциацией по обмену стандартами (ESCA) был разработан стандарт синхронной ВОСП.

1.2.1.1. Метод временного мультиплексирования (TDM)

При временном мультиплексировании информационных потоков (TDM - Time Division Multiplexing) [3] дуплексная связь осуществляется по двум волоконно-оптическим кабелям (ВОК), каждый из которых предназначен для передачи информации в одном направлении. В таких оптических системах связи преимущественно используются цифровые системы передачи, например, с ИКМ на 30, 120, 480, 1920 каналов (в общем случае PDH или SDH цифровой иерархии). Основными элементами схемы являются оптический кабель (ОК), а также оптический передатчик (Опер). Передатчик выполняет роль преобразователя электрического сигнала в оптический (ЭОП), а приемник обеспечивает обратное преобразование оптического сигнала в электрический (ОЭП). В качестве ЭОП наибольшее применение получили полупроводниковый лазер (ПЛ) и светоизлучающий диод (СД), а в качестве ОЭП - фотодиод (ФД).

Для преобразования кода и согласования элементов схемы используются кодирующие и согласовывающие оптические устройства (СУ). Преобразова-

тель кода (ПК) кодер-декодер формирует требуемую последовательность ИКМ-импульсов и оптическими (СД и ФД) элементами схемы. Передающие и приемные согласовывающие устройства формируют и согласовывают диаграммы направленности и апертуру между приемно-передающими устройствами и кабелем.

Метод временного мультиплексирования информационных потоков (TDM) является наиболее распространенным. На рис. 1.3 представлена структурная схема ВОСП с временным мультиплексированием.

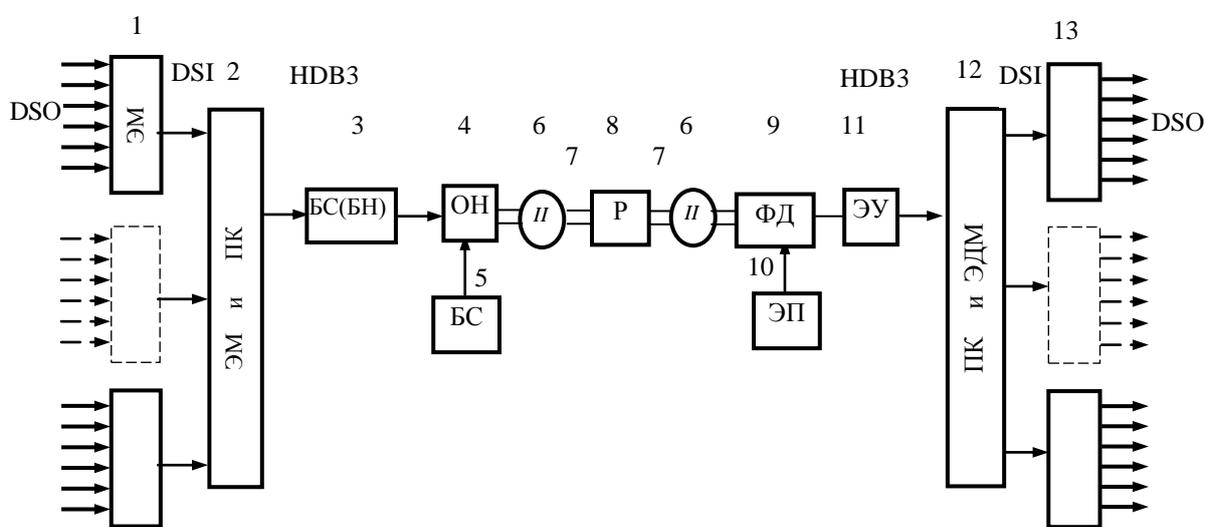


Рис. 1.3. Структурная схема ВОСП с временным мультиплексированием

Сигналы основных цифровых каналов DSO подаются в электронные мультипликаторы основных информационных потоков 1, которые преобразуют их в информационный поток уровня DS1 в коде HDB3, а затем сигналы поступают в электронный мультиплексор и преобразователь стыкового кода HDB3 в линейный код – 2 (в соответствии с рекомендациями ITU-T G.703 для иерархий PDH E1, E2, E3 в качестве интерфейсного кода следует применять код HDB3 или аналогичный код AM1 - чаще всего для скорости 2,048 Мбит/с).

В блоке 3 (блок согласования – блок накачки) осуществляется согласование оптического излучателя 4 с выходом устройства преобразования кода 2.

Блок 4 представляет собой оптический излучатель (лазер или светофильтр), в котором осуществляется преобразование электрического сигнала в оптический, блок стабилизации (БС) 5 служит для стабилизации выходной оптической мощности излучателя и стабилизации температуры.

На рис. 1.3 также блок 6 - оптический разъем, 7 - оптический кабель, 8 - линейный регенератор, 9 - фотодетектор, 10 - источник электрического напряжения смещения для фотодетектора, 11 - преобразователь линейного кода в коды DSI (коды HDB3) и демультиплексор, 12- демультиплексоры сигналов в коде уровня DSI в сигналы уровня DSO.

Техника и технология ВОСП развивались динамически. Изобретение лазеров с распределенной обратной связью (DFB) с одной продольной модой (SLM), имеющих узкую ширину спектра, позволило достичь битовой скорости более 1Гбит/с. После того как в конце 80-х начале 90-х годов было разработано новое поколение систем, цена которых значительно уменьшилась за счет замены регенераторов на EDFA, предпочтение было отдано EDFA, поскольку они позволяют эффективно усовершенствовать систему путем замены только оконечного оборудования, способного усиливать сигналы различных длин волн, что обеспечивает возможность увеличения емкости и скорости передачи системы за счет мультиплексирования по длине волны (WDM-MDB) - использования более одной длины волны.

1.2.1.2. Многоволновое мультиплексирование оптических несущих (WDM)

Несмотря на очевидный прогресс развития традиционной технологии мультиплексирования по времени (TDM), ей присущи ограничения, вызванные временной (хроматической) дисперсией оптических сигналов при их распространении по ОВ. Например, для систем передачи SDH - STM-16 и STM-64 допустимыми величинами хроматической дисперсии являются соответственно: 10500 ПС/НМ и 1600 ПС/НМ, поляризационной модовой дисперсии - 40 ПС и 10 ПС.

Для преодоления этих ограничений применяется многомодовое мультиплексирование оптических несущих - WDM (Wavelength Division Multiplexing) [3,7]. Суть этого метода состоит в том, что (см. структурную схему, на рис. 1.4) m информационных цифровых потоков, разнесенных в пространстве и переносимых каждый на своей оптической несущей с длиной волны λ_m ($\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_6$ - блоки 1÷6) и с помощью специальных устройств - оптических мультиплексоров (ОМ) (блок 7), объединяются в один оптический поток $\lambda_1 \dots \lambda_m$, который вводится в оптическое волокно. В линейном тракте размещаются оптические регенераторы (ОР1÷ОР_n), а на приемной стороне происходит оптическое демультиплексирование (блок 8) и разделение общего сигнала на отдельные частоты ($\lambda_1 \dots \lambda_6$) (блоки 9-14).

Очевидно, что увеличение числа используемых длин волн является более экономичным, чем увеличение числа кабельных магистралей, регистров или регенераторов (усилителей), которые необходимо устанавливать для каждого отдельного волокна, т.к. одни и те же компоненты ВОСП (оптическое волокно, усилитель) используются для организации нескольких стволов ВОСП.

В соответствии с рек. G.692 к системам передачи WDM предъявляются требования совместимости по оптическим интерфейсам с аппаратурой существующих одноволновых систем передачи SDH [2,3].

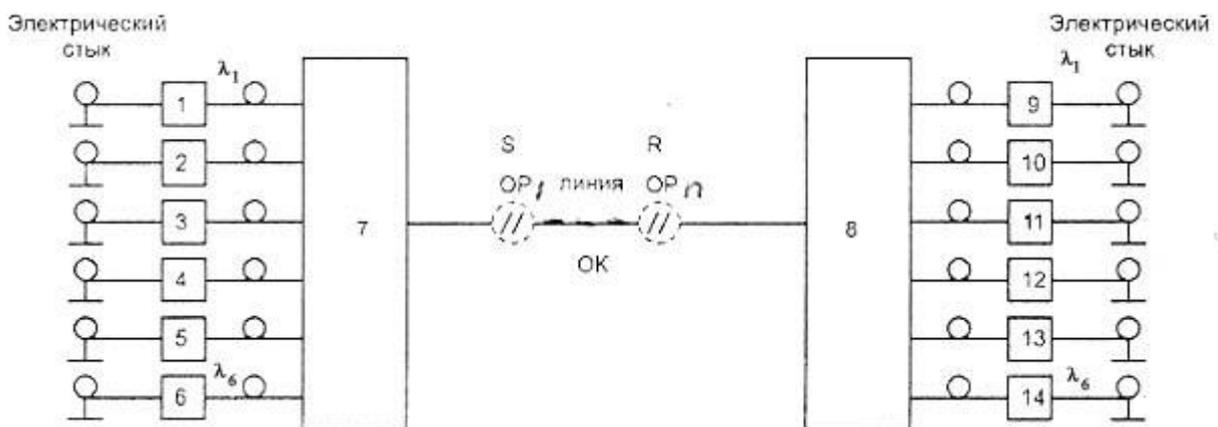


Рис. 1.4. Структурная схема системы передачи с WDM: 1-6 и 9-14 - одноканальная аппаратура SDH - STM или STM-64; 7- оптический мультиплексор;

Оптические параметры систем WDM регламентируются рек. G.692, в которых определены длины волн и оптические частоты для каждого канала. Согласно этим рекомендациям многомодовые системы передачи работают в 3-м окне прозрачности ОВ, т.е. в диапазоне длин волн 1530...1565нм. Установлен стандарт длин волн, представляющий собой сетку оптических частот, в которой расписаны регламентированные значения оптических частот от 196,1 до 192,1ТГц (1ТГц=1012 Гц) с интервалами 100 ГГц и длин волн от 1528,77 до 1560,61нм с интервалом 0,8нм. Стандарт состоит из 41 длины волны, т.е. рассчитан на 41 спектральный канал, однако на практике используется только 39 каналов, поскольку два крайних находятся на склонах частотной характеристики оптических усилителей, применяемых в системах WDM.

С целью уменьшения частотного интервала между каналами до 50-25 ГГц в отведенном для этой системы диапазоне длин волн (1530 . . 1565 нм) была разработана система плотного волнового мультиплексирования DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing). Очевидно, что появление DWDM было вызвано стремлением увеличить количество передаваемых каналов. Существуют также высокоплотные WDM-HDWDM (High Dense Wavelength Division Multiplexing).

Оптические интерфейсы аппаратуры WDM и DWDM должны быть совместимы с аппаратурой СЦИ - STM-16 и STM-64. Поэтому на входы оптического мультиплексора необходимо подавать оптические сигналы с параметрами (в особенности спектральными), строго соответствующими стандартам, которые были определены рек. ITU-T G.692. Такое соответствие достигается благодаря применению в аппаратуре DWDM специального устройства - транспондера . Это устройство имеет количество оптических входов и выходов, равное числу мультиплексируемых оптических сигналов. При этом, если мультиплексируется m оптических сигналов, то на выходе транспондера

длина волны каждого канала должна соответствовать только одному значению из сетки частот, (например, для 1-го канала - λ_1 , для второго - λ_2 и т.д. до λ_m). С выходов транспондера эти оптические сигналы поступают на строго определенные входы оптического мультиплексора, соответствующие указанным длинам волн $\lambda_1, \dots, \lambda_m$. Обобщенная структурная схема системы передачи с DWDM представлена на рис. 1.5.

Следует отметить, что при оптическом мультиплексировании волн в оптическом мультиплексоре (ОМ) возникают значительные потери. Так, в системах передачи DWDM для 16-ти спектральных каналов потери ОМ на канал составляют $\sim 7 \dots 9$ дБ (на одной стороне). С учетом потерь на обеих сторонах (на передаче и на приеме) их общая величина достигает $14 \dots 18$ дБ, что значительно сокращает энергетический потенциал системы (без оптических усилителей возможна передача на расстояния до 50 км для 8-ми каналов). Для компенсации энергетических потерь в ОМ применяется волоконно-оптический усилитель мощности (BOOSTER), устанавливаемый как на оптической, так на приемной стороне.

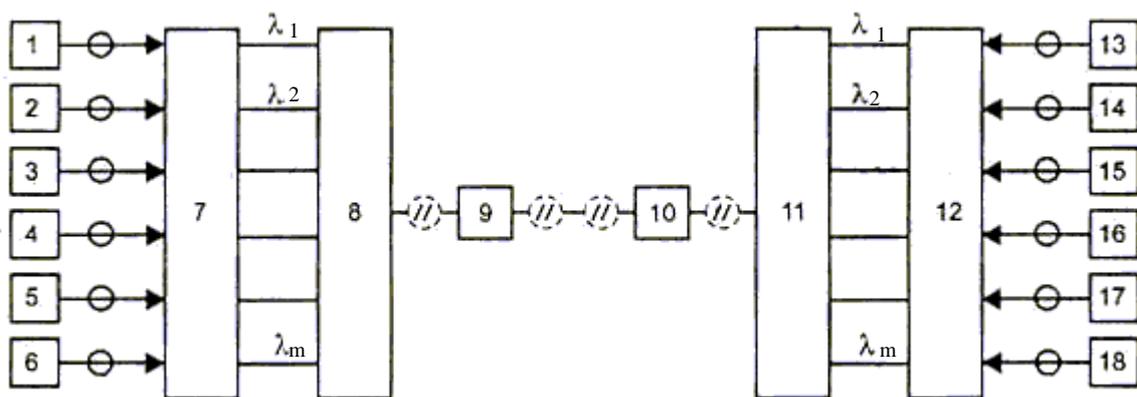


Рис. 1.5. Структурная схема системы передачи с DWDM:
1-6 и 13-18 – аппаратура SDH; 7, 11 – транспондер; 8, 12 – мультиплексор-демультиплексор;
9, 10 – оптические усилители соответственно передачи и приема

В системах DWDM, предназначенных для передачи 16-ти и более спектральных каналов, оптические усилители нередко применяют также для каждого канала на

выходах транспондера перед тем, как подать оптические сигналы на соответствующий вход мультиплексора, что позволяет избежать больших потерь на канал, после многоканального мультиплексирования.

Документами ITU-T, кроме оптических частот WDM систем и предельного уровня оптической мощности группового сигнала, установлены также стандарты на структуры соединений линий с WDM. Предложено три варианта структурного построения линий:

L (long) - длинная линия с пассивным участком длиной до 80 км и общими потерями до 22 дБ, где допускается включение до 7-ми промежуточных оптических усилителей при максимальной длине линии до 640 км;

V (very) - очень длинная линия с пассивным участком до 120 км и потерями до 33 дБ, где допускается включение до 4-х промежуточных оптических усилителей при общей длине линии до 600 км;

U (ultra) - сверхдлинная линия, состоящая из одного пассивного участка длиной 160 км без промежуточных усилителей. Максимально допустимое затухание на этом участке составляет 44 дБ.

В настоящее время аппаратура DWDM выпускается компаниями (Siemens, NEC, LUCENT) с использованием систем передачи STM-4, STM-16.

Создание систем передачи DWDM потребовало разработки целого ряда как активных, так и пассивных квантовых и оптических элементов и устройств с высокостабильными параметрами (полупроводниковые лазеры с узкой спектральной шириной линии излучения, оптические мультиплексоры-демультиплексоры и др.).

В современных городах возникает необходимость организации больших потоков информации с возможностью оперативного изменения трафиков и маршрутизации сетей. Эта проблема решается с помощью многоволнового мультиплексирования CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing). Системы CWDM предназначены для организации большого количества каналов со скоростью передачи до 10 Гбит/с для сетей Ethernet при взаимодействии с SONET

(в отличие от термина INTERNET, термин Ethernet является синонимом стандарта IEEE 802.3 и относится к широкополосным локальным сетям). Так как системы CWDM, где интервал между каналами составляет не менее 20 нм, могут работать одновременно в 3-м и во 2-м окнах прозрачности, то для них не требуются элементы со столь жесткими требованиями, как для систем DWDM, что расширяет возможности их применения. Следует заметить, что возможности технологии WDM таковы, что весь сегодняшний мировой телефонный трафик можно передать по одной паре волокон.

1.2.1.3. Частотное мультиплексирование (FDM)

При частотном методе мультиплексирования (FDM – Frequency Division Multiplexing) [3] каждый информационный поток передается по физическому каналу на соответствующей частоте – поднесущей $f_{\text{поднес}}$. Если в качестве физического канала используется физическое излучение – оптическая несущая, то она модулируется по интенсивности групповым информационным сигналом, спектр которого состоит из ряда частот поднесущих, количество которых равно числу компонентных информационных потоков. Частота поднесущей каждого канала выбирается исходя из условия $f_{\text{поднес}} \geq 10f_{\text{вчспн}}$, где $f_{\text{поднес}}$ – частота поднесущей, $f_{\text{вчспн}}$ – верхняя частота спектра информационного потока. Частотный интервал между поднесущими $\Delta f_{\text{поднес}}$ выбирается из условия $\Delta f_{\text{поднес}} \geq f_{\text{вчспн}}$.

Основное требование: передаточная характеристика электронного устройства узла частотного мультиплексора и ватт-амперная характеристика лазера должны иметь линейную зависимость в широком диапазоне уровней, что обеспечивает уменьшение перекрестных помех при модуляции оптического излучения.

На приемной стороне оптическая несущая поступает на фотодетектор, на нагрузке которого выделяется электрический групповой поток. После усиления в широкополосном усилителе приема поток подается на входы узкополосных

фильтров, центральная частота пропускания которых равна одной из поднесущих частот.

В качестве информационных потоков могут выступать как цифровые, так и аналоговые сигналы. В настоящее время в кабельных системах передачи частотное мультиплексирование применяется в многоканальном кабельном телевидении, где для этой цели отведен диапазон частот от 47 до 860 МГц, включающий как метровый, так и дециметровый диапазоны ТВ.

1.2.1.4. Модовое мультиплексирование (MDM)

В некоторых ВОСП, основанных на использовании многомодового оптического волокна, находит применение так называемое модовое мультиплексирование (Mode Division Multiplexing) [3]. Суть этого метода мультиплексирования состоит в том, что процесс распространения оптического излучения в многомодовом оптическом волокне рассматривается с позиций геометрической оптики. В соответствии с этим, если на входной (в пределах аппаратуры) торец многомодового волокна под углом $\varphi_1 < \varphi_{кр}$ падает оптический луч, то, распространяясь вдоль этого ОВ по строго определенной для него траектории, он выходит из выходного торца под таким же углом φ_1 . Это справедливо и для остальных лучей, вводимых в ОВ каждый под своим углом φ_k при условии $\varphi_1 < \varphi_{крит}$. Применяя модовые селекторы на входе и выходе волокна, можно осуществлять передачу независимых информационных потоков на соответствующих модах, которые выполняют роль отдельных каналов. Модовое мультиплексирование может применяться только при отсутствии перемешивания или взаимного преобразования мод, т.е. при строгом соблюдении принципа ввода, распространения и вывода (выделения) мод в ОВ. Это условие может выполняться для таких многомодовых ОВ, в которых полностью исключено наличие локальных неоднородностей, в том

числе изгибов. В настоящее время метод модового мультиплексирования применяется в некоторых системах автоматики, в которых информация передается на небольшие расстояния порядка единиц–десятков метров.

1.2.1.5. Мультиплексирование по поляризации (PDM)

Мультиплексирование потоков информации с помощью оптических несущих, имеющих линейную поляризацию, называется мультиплексированием по поляризации (PDM – Polarization Division Multiplexing) [3]. При этом плоскость поляризации каждой несущей должна быть расположена под своим углом. Мультиплексирование осуществляется с помощью специальных оптических призм, например, призмы Рошона.

Метод аналогичен модовому мультиплексированию (MDM), но в этом случае в качестве среды передачи группового потока может быть использовано одномодовое волокно. Однако, как и для MDM, поляризационное мультиплексирование может применяться только тогда, когда в среде передачи (ОВ) отсутствует оптическая анизотропия (волокно не должно иметь локальных неоднородностей и изгибов). Это ограничивает использование данного метода мультиплексирования.

1.2.1.6. Мультиплексирование каналов по полярности

Принцип заключается в том, что положительная полярность несущей модулируется одним сигналом, отрицательная – другим. При этом, как и для обычной амплитудной модуляции, частота модуляции $f_{\text{мод}}$ и частота несущей $f_{\text{нес}}$ должны находиться в следующем соотношении $f_{\text{нес}} \geq 10 f_{\text{мод}}$.

В нашем случае в качестве модифицирующей может быть принята частота цифрового линейного сигнала, которым модулируется оптическая несущая. Как будет показано ниже, в качестве линейного сигнала в ВОСП (2,048 Мбит/с; 8,8 Мбит/с; 34 Мбит/с и 140 Мбит/с) применяются сигналы типа СМ1 и 5В6В, не имеющие в своем спектре постоянной составляющей. С учетом этого

обстоятельства, в электрическом тракте можно с определенным коэффициентом модуляции модулировать положительную полярность одним, а отрицательную – другим, независимым от него сигналом.

На рис. 1.6 представлена структурная схема устройства и волоконно-оптической линии для реализации данного метода мультиплексирования, где: 1 и 3 – схемы согласования сигналов E_1 с модулятором 4 по полярности; 2 – схема нормализации уровня несущей для согласования с модулятором 4. На выходе модулятора 4 образуется сигнал, в котором обе полярности поднесущей потока E_3 промодулированы двумя независимыми потоками - положительная полярность – аналоговым сигналом, отрицательная – цифровым E_1 . Полученный таким образом групповой электрический сигнал с выхода модулятора 4 поступает на схему накачки 5, на выход которой включен излучатель – полупроводниковый лазер или светоизлучающий диод. Таким сигналом модулируется оптическое излучение, которое вводится в оптическое волокно ОВ. На приемной стороне после прохождения фотодетектора 6 и электронного широкополосного усилителя 7 сигнал подается на вход демодулятора 8, где он разделяется на три части, одна из которых поступает на АМ детектор положительной полярности, вторая – на АМ детектор отрицательной полярности. После соответствующей фильтрации для нормализации параметров сигналов E_1' и E_2'' один боковой сигнал подается на схему 9, а другой – на схему 11, в то время как третья составляющая проходит через двусторонний ограничитель и фильтр, после чего поступает на схему 10, назначение которой аналогично 9 и 11.

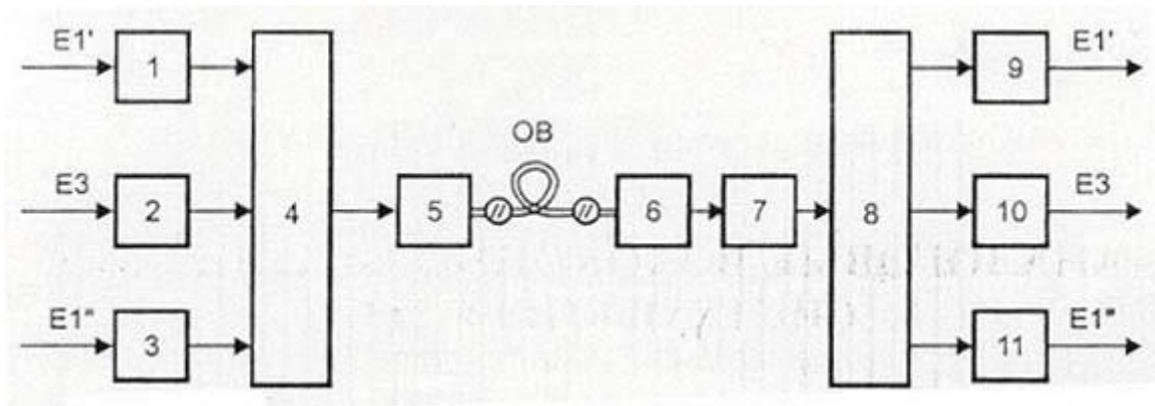


Рис. 1.6. Структурная схема ВОСП с мультиплексированием каналов по полярности

Таким образом, с помощью передающего оптического модуля 5 и простого электронного устройства, в состав которого входят модули 1, 2, 3 и 4, можно, используя один лазер и одно волокно, передать еще два независимых потока E_1 , помимо основного цифрового потока E_3 . На приемной стороне производится обратная операция, где в нагрузке одного фотодетектора выделяется групповой поток, после чего он разделяется на E_3 и два E_1 также с помощью простого электронного устройства. Расчет показывает, что при передаче цифрового потока E_1 с использованием полярной модуляции при 50%-ной глубине модуляции одной полярности поднесущей, энергетический потенциал оптической линии снижается на 13 дБ, по сравнению со случаем передачи по оптической несущей только одного потока E_1 . Поскольку энергетический потенциал оптической системы для передачи E_1 составляет величину не менее 50 дБ, то оставшихся 37 дБ в большинстве случаев оказывается вполне достаточно для организации связи в локальных сетях. Необходимо отметить, что в качестве сигнала поднесущей может быть принят не только цифровой сигнал E_3 или E_4 , но и аналоговый сигнал в виде, например, синусоидальной несущей ТВ или радиовещательного сигнала с ЧМ модуляцией. Описанный метод мультиплексирования оптического канала прошел экспериментальные испытания, результат которых полностью подтвердил возможность его практического применения в локальных сетях.

Методы мультиплексирования каналов по полярности могут применяться в тех случаях, когда по существующей линии связи (например, с цифровыми потоками E1, E2 и т.д.) необходимо организовать несколько дополнительных потоков.

1.2.1.7. Оптическое временное мультиплексирование (OTDM)

Несмотря на актуальность развития разработки систем с электронными методами временного мультиплексирования (ETDM) [1,3,7], позволяющих достигать скоростей порядка 40 Гбит/с, желание увеличить скорость передачи и, в целом, расширить возможности ВОСП, привело к необходимости разработки оптического временного мультиплексирования (OTDM – Optical Time Division Multiplexing). Схема для реализации этого метода представлена на рис. 1.7.

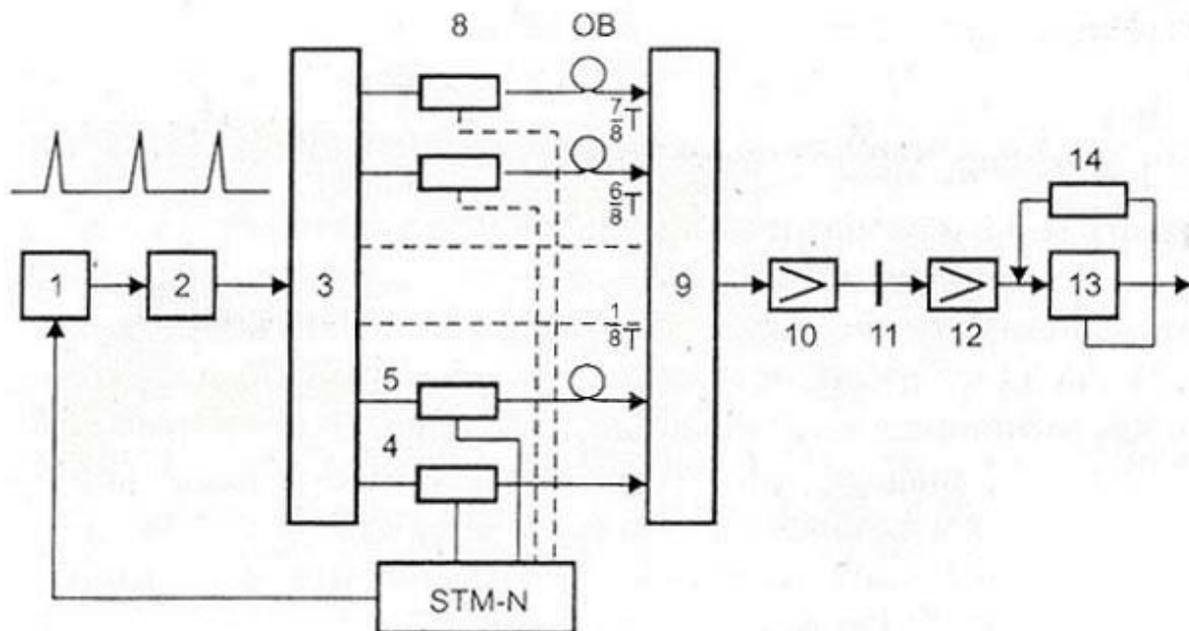


Рис. 1.7. Упрощенная блок-схема оптического временного мультиплексирования

Лазер с синхронизацией мод 1 синхронизируется от эталонного таймера с мультиплексором электронных систем SDH-STM-N. Поток оптических импульсов с длительностью τ и периодом следования T через оптический

усилитель 2 подается на оптический разветвитель 3, пространственно разделяющий световой поток на восемь равных частей, каждая из которых поступает на оптические модуляторы 4-8. С выхода каждого из модуляторов излучение проходит через соответствующие отрезки оптических волокон, играющих роль оптических линий задержки. При этом время задержки с выхода модулятора 4 выбирается близким к нулю. С выхода модулятора 5 оптические импульсы задерживаются на $1/8 T$ и т.д., а после модулятора 8 – на время $7/8T$. С выхода всех модуляторов потоки поступают на входы сумматора 9 (схема И, включенная в обратном направлении), с выхода которого объединенный групповой поток после усиления в оптическом усилителе 10 подается в волоконно-оптическую линию связи. Для компенсации потерь (если это необходимо) в линии может быть применен промежуточный оптический усилитель 11. С выхода линии оптический групповой сигнал усиливается усилителем 12 и подается на оптический временной демультиплексор 13, синхронизируемый с помощью устройства 14. Таким образом, в описанной системе методом оптического временного мультиплексирования (OTDM) передается восемь цифровых информационных потоков со скоростью по 10 Гбит/с каждый. В системе, предназначенной для передачи по оптическому волокну сигналов в диапазоне длин волн 1530. . . 1560 нм, использованы полностью оптические элементы – лазер, оптические разветвители, модуляторы, выполненные на основе электрооптических кристаллов из LiNbO_3 , оптические усилители и оптические линии задержки. Это полностью укладывается в перспективную концепцию создания полностью оптических сетей и систем передачи.

В настоящее время продолжают работы по развитию систем OTDM и созданию базы для их дальнейшего совершенствования. Уже существует экспериментальная система OTDM для передачи информации со скоростью 80 Гбит/с на расстояние 168 км.

1.2.1.8. ВОСП на солитонных линиях связи

Как известно [2], солитон представляет собой волну особой формы, которая возбуждается в ОВ лазером при совместном действии дисперсионных и нелинейных эффектов в области отрицательной дисперсии. За последнее время был достигнут определенный прогресс в создании экспериментальных образцов ВОСП на солитонных линиях связи. Этому особенно способствовало бурное развитие ВОСП с многоволновым мультиплексированием WDM.

Большим толчком в создании экспериментальных солитонных линий связи было появление в 1989 г. оптического усилителя с диодной накачкой, использующего легированное эрбием ОВ (EDFA) в качестве усилительной сферы и работающего на длине волны 1480 нм.

На рис 1.8 представлена экспериментальная ВОСП на солитонах с усилителями на легированном эрбием волокне. Схема работает по следующему принципу [2].

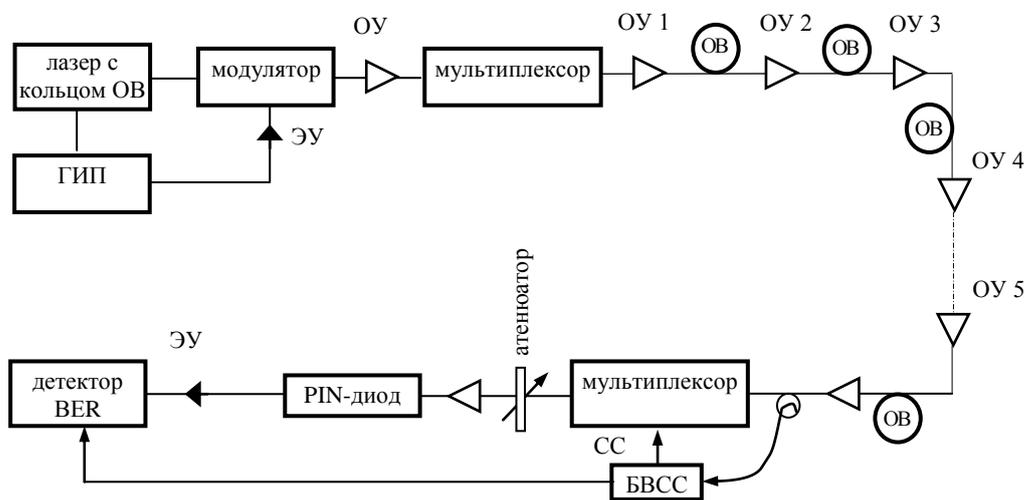


Рис. 1.8. Схема солитонной связи с усилителями на легированном эрбием волокне

Экспериментальная линия состоит из 20 линейных сегментов длиной 25 км, каждый из которых объединяет усилитель EDFA и ОВ волокно соответствующей длины. Генератор информационной последовательности

(ГИП) на входе системы управляет импульсным источником излучения с частотой 10 ГГц и (через электрический усилитель ЭУ) оптическим модулятором на ниобате лития (NL-LiNbO₃). Для получения информационной последовательности импульсов со скоростью 80 Гбит/с используется оптический мультиплексор, который реализуется в виде планерной оптической интегральной схемы (ИС), объединяющей 8 эквивалентных каналов. Для выделения на приеме сигнала канальной синхронизации (10 ГГц) указанные блоки настроены таким образом, чтобы амплитуды генерируемых ими солитонов отличались друг от друга. Сформированный мультиплексором оптический сигнал, усиленный в ОУ EDFA, подается с его выхода на первый линейный сегмент EDFA1-STF. Пройдя по цепочке из двадцати таких сегментов, сигнал демультиплексируется с выделением сигнала синхронизации с частотой 10 ГГц (в блоке выделения синхросигнала - БВСС), используемого в схеме детектора ошибки. Источником излучения служит лазер, работающий на частоте 10 ГГц (период 100 пс) в режиме активного захвата мод (ML laser) совместно с кольцом легированного эрбием ОВ (EDF) в цепи обратной связи ОС. Лазер генерирует солитонные импульсы длительностью 2,7-3,0 пс на длине волны 1552 нм.

Указанная схема линии связи позволяет работать и на скорости 160 Гбит/с (эквивалент STM-1024); максимальная длина регенерационного участка этой линии составляет 225 км при уровне BER=10⁻¹⁰.

Перспективность солитонных систем и их преимущество перед обычными методами оптической передачи состоит как в повышении скорости передачи, так и в увеличении длины регенерационного участка. На данном этапе недостатками солитонных линий связи являются: шум когерентного усиления, аккумуляция усиленного спонтанного излучения (ASE) и солитон-солитонные взаимодействия ССВ.

Сигнал на выходе мультиплексора имеет битовый интервал в 12,5 пс (соответствует расстоянию между солитонами примерно в 3 ширины солитонного импульса), что создает условия для отсутствия их взаимодействия.

1.2.1.9. Развитие сетевых технологий и освоение новых диапазонов

Параллельно с развитием техники и технологий ВОСП с конца 80-х годов стали развиваться и волоконно-оптические сетевые технологии [2,13,18]. Началось использование общегородских сетей (например, распределенный интерфейс передачи данных (FDDI) на частоте 100 Мбит/с, и сетей для соединения универсальных ЭВМ (например, последовательное соединение предприятий (ESCOM) на частоте 200 Мбит/с). Одновременно появились стандарты на сетевые технологии.

Все эти сети, являющиеся сетями первого поколения, широко используются и в настоящее время. Однако в конце 80-х-в начале 90-х годов XX века началось усовершенствование сетевых архитектур, в которых акцент, помимо систем передачи, был сделан на телерадиовещательные и селективные сети WDM и сети оптического временного мультиплексирования OTDM. Кроме того, в начале 90-х годов основным предметом ряда исследований стали сети с трансформацией длин волн.

Развитие сетевых технологий последних лет связано с известной концепцией персонализации в сфере телекоммуникаций: “волокно в дом”, “волокно в монтажный шкаф”, “видео в дом”, доступ в Internet и “видео по заказу”, в связи с чем еще больше возрастет роль ВОСП.

Кроме того, помимо эксплуатации трех существующих окон прозрачности - 1-го окна (850 нм), 2-го окна (1280-1325 нм), 3-го окна (1529-1565 нм), продолжаются работы по освоению еще двух окон: 4-го окна (1565-1620 нм) и 5-го окна (1325-1450 нм), а также работы по созданию ОВ с непрерывной полосой прозрачности длиной 400 нм, в диапазоне 1260-1660 нм.

1.3. ДЕЙСТВУЮЩИЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ МАГИСТРАЛИ ГРУЗИИ И БЛИЖНЕГО РЕГИОНА ЮЖНОГО КАВКАЗА

ГРУЗИЯ КАК ВАЖНЕЙШЕЕ ЗВЕНО МИРОВОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА

Современное направление развития электросвязи - глобализацию и персонализацию, невозможно реализовать без широкого внедрения новейших технологий и, в первую очередь, ВОСП. Если до недавнего времени основной областью применения ВОСП были высокоскоростные соединительные линии первичных сетей общего пользования трёхуровневого типа: магистральные, внутрizonовые и местные (сельские и городские), то после появления цифровых систем передачи (ЦСП) на базе синхронной цифровой иерархии SDH и расширения области применения ВОСП уже сегодня происходит замена трехуровневой сети двухуровневой: транспортной и абонентской сетями (ТС и АС). В результате совершенствования оптоэлектронной и оптоволоконной технологий, с одной стороны, и роста требований на услуги связи, с другой стороны, новой областью активного внедрения ВОСП, помимо магистральных сетей, стал абонентский участок сети. Этот факт подтверждает принцип основной идеологии современной телекоммуникации: глобализации и персонализации в сфере связи.

До настоящего времени в мире проложены тысячи километров подземных, подводных и равнинных волоконно-оптических кабелей. За сравнительно короткий, менее чем пятнадцатилетний срок, определились три поколения трансoкеанских оптических кабелей. Первое поколение (1988-1993 гг.) характеризуется скоростью передачи примерно 280 и 565 Мбит/с и наличием в кабеле двух рабочих оптических пар. Во втором поколении ОК (1994-2000 гг.) была четырехкратно увеличена скорость передачи - до 2,5 Гбит/с (STM-16), а на некоторых линиях она достигла 5 Гбит/с, что позволило отказаться от статистического мультиплексирования. После 1996 г. вместо двух рабочих пар в кабеле были стандартизированы четыре пары, а линейные регенераторы были

заменены оптическими эрбиевыми усилителями. В 1998 г. было внедрено спектральное (многоволновое) 6-16-канальное мультиплексирование, что позволило резко увеличить число каналов [15].

В конце XX – в начале XXI в.в. произошёл переход к третьему поколению трансокеанских ВОЛС, характеризующихся скоростью передачи 10 Гбит/с (STM-64) и 80-канальным плотным спектральным мультиплексированием (DWDM).

Волоконно-оптические системы передачи как наукоемкое направление современной технологии, включающее телекоммуникацию, Internet, передачу данных и электронную коммерческую технологию, являются важнейшим стимулом развития экономики многих государств.

Геополитическое расположение Грузии создает благоприятные условия для интеграции страны в мировое информационное пространство. Оно будет способствовать осуществлению концепции единого информационного коридора Восток-Запад, одним из важнейшим звеньев которого является Грузия. Становление единого информационного пространства Черного и Каспийского морей, а также стран близлежащих регионов, их интеграция в мировое информационное пространство имеет большое политическое и экономическое значение [16,17].

В Грузии, как и ожидалось с учетом общей стратегии развития ВОСП, внедрение волоконно-оптической технологии в основном развивалось путём построения магистральных сетей ВОЛС. В первую очередь это была магистральная сеть ООО «Фоптнет» - Транс-Европа-Азиатская волоконно-оптическая кабельная магистраль (ТАЕ). Однако на данном этапе намечается внедрение ВОЛС и связанных с ними технологий в городских сетях связи в виде соединительных межстанционных и абонентских линий. В связи с этим следует отметить сеть соединительных линий между АТС ООО «Ахали кселеби», а также сеть данных ООО «Ванекс» в г. Тбилиси.

Схема интеграции Закавказья и Турции в мировое информационное пространство изображена на рис. 1.9.

Формирование Транс-Азия-Европейского информационного пространства имеет важное стратегическое значение не только для Грузии, но и для всех стран этого региона. При этом телекоммуникационный коридор можно представить не только в едином плане транспортных и энергетических проектов, но и в виде независимого, самобытного телекоммуникационного коридора. В целом, единство указанных проектов обуславливает создание экономического пространства.

Возможные направления информационных потоков из Грузии в мировом информационном пространстве представлены на рис.1.10.

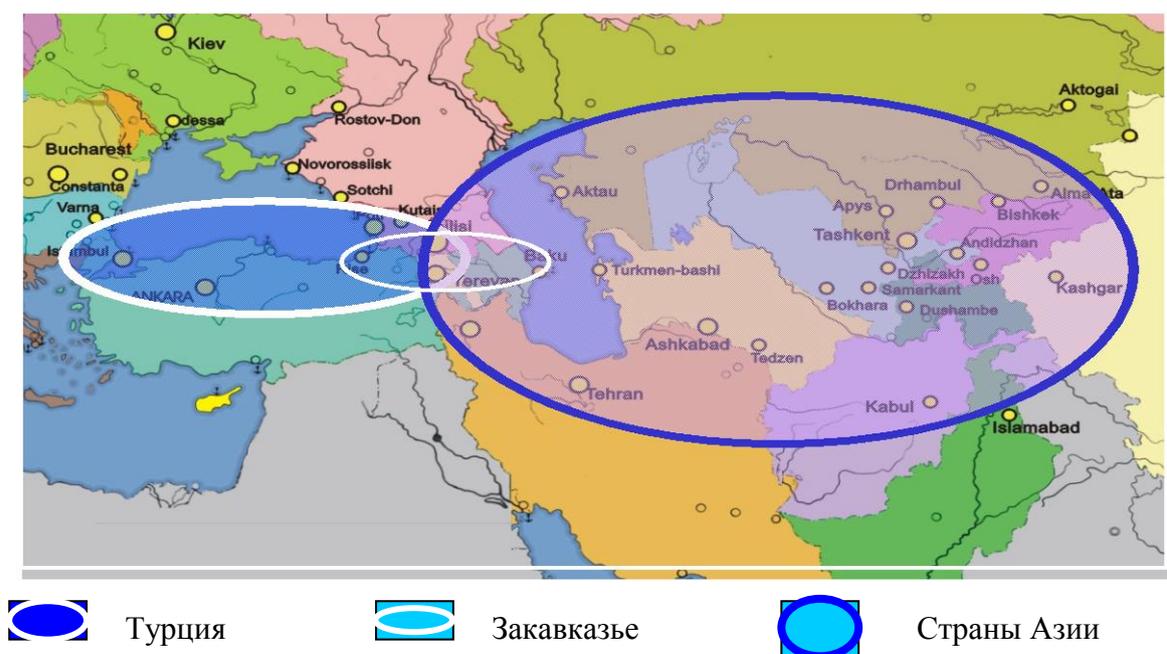


Рис. 1.9. Схема интеграции стран Азии, Закавказья и Турции в мировое информационное пространство

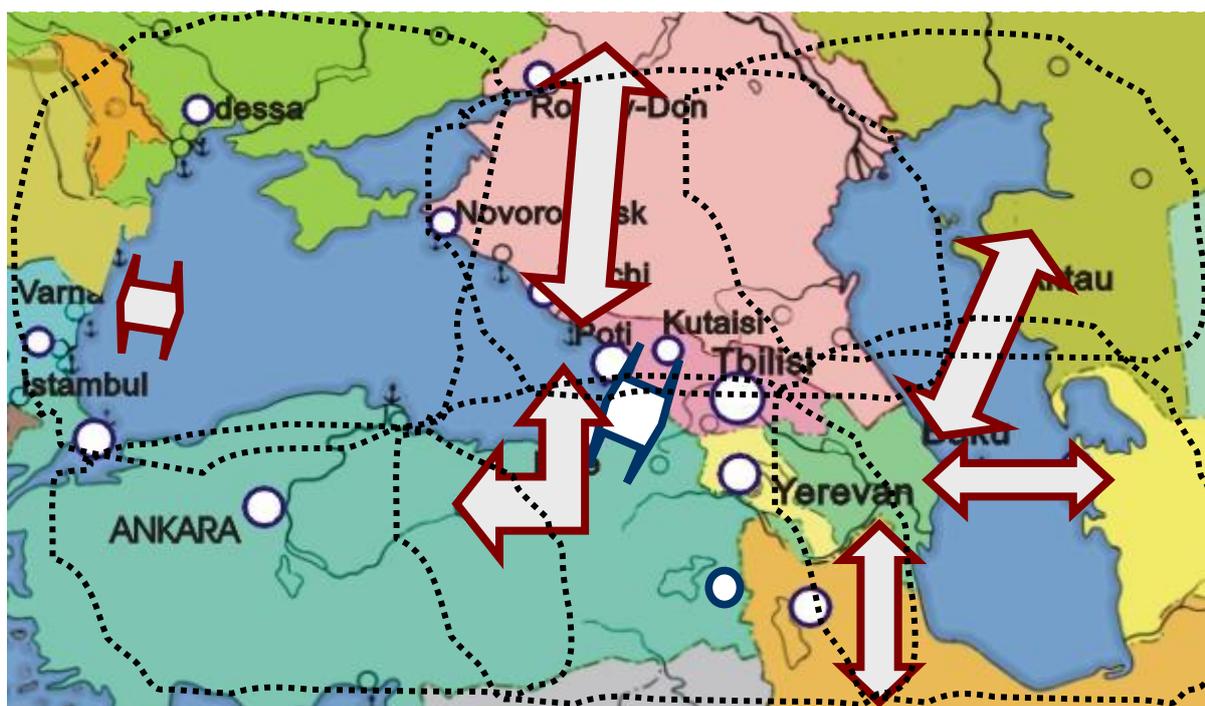


Рис. 1.10. Возможные направления информационных потоков из Грузии

Обмен телерадиовещательными программами, широкое внедрение интернета, телемедицины, электронной коммерции, телеметрии, применение экологического мониторинга должны ускорить интегральные процессы, с одной стороны, между государствами этого региона, а с другой стороны – с европейским и с мировым сообществом, включая Иран, Афганистан, Пакистан и Китай. Это даст новый импульс для развития экономики, поощрения сближения богатого культурного наследия народов региона, роста торговли, туристического обмена и, в целом, развития бизнеса. Существование телекоммуникационного пространства Европа-Южно-Кавказский коридор, создает гарантию безопасности и надежности функционирования нефтепроводов и газопроводов [16,17].

Определяющими факторами формирования информационного пространства являются:

- Транс-Азиатско-Европейская волоконно-оптическая кабельная магистраль (ТАЕ);

- транспортный коридор (Traseks-Transport Europe-Caucasus-Asia) и проект "Великий шелковый путь" (рис.1.11);
- создание единого проекта энергетической системы Закавказских государств;
- нефтепроводы и газопроводы: Баку-Тбилиси-Супса, Баку-Тбилиси-Джейхан и др;
- проектируемые и перспективные волоконно-оптические магистрали: Поти-Ризе, Поти-Варна и возможность подключения Грузии к существующим магистралям: BSFOCS, ITUR;
- международный проект внедрения и использования спутниковой технологии "Silk Sat-Georgia";
- строящаяся волоконно-оптическая кабельная магистраль вдоль трассы Закавказской железной дороги;
- перспектива строительства волоконно-оптической магистрали и ЛЭП как в северном (РФ), так и в южном (Турция) направлениях (решению этой задачи способствует перспектива политического и экономического сотрудничества между государствами ГУАМ и БИСЕК).



Рис. 1.11. Исторический «Великий шелковый путь», первая Индо-Европейская телеграфная линия, транспортные коридоры «Traseka» и TAE

- бурный рост процесса внедрения информационных технологий во всем мире и в развивающихся странах [8], когда среднегодовой прирост составляет соответственно:

- для емкости телефонных сетей – 4-5%,
- для локальных сетей – 50%,
- для сетей передачи данных – 20-25%,
- для трафика интернета – 20-25,
- для факсимильной связи – 40-50%.

Три составные части телекоммуникации - трансляция речи, передача данных, передача видеоизображения или любая их комбинация в полной мере отражают современное состояние трафика в широком смысле. Однако в последнее десятилетие пропорция между указанными составными частями изменилась. В частности [8], в 1996 г. в США и в 1999 г. в Европе трафик передачи данных впервые превысил речевой и продолжает увеличивать темпы роста (до 30% в год по сравнению с 3% в год по телефонии). Осуществляя анализ роста трафика передачи данных и речи, можно сделать прогноз, что количество пользователей сетей стационарной связи, мобильной связи и Internet к 2004-2006 годам достигнет миллиарда и емкости этих сетей сблизятся. Прогноз общемировых доходов от телекоммуникационных услуг таков, что совокупность доходов по сегментам рынка (традиционная телефонная связь "речь", передача данных, мобильная связь) составит триллион долларов США (половина от этих доходов уже в 2003-2005 гг. будет приходиться на мобильную связь и передачу данных).

Эти прогнозы еще раз подтверждают значимость увеличения транзитного потенциала Грузии и возможность увеличения доходов при интеграции с соседними государствами и странами Европы и Азии в целом.

Таким образом, находясь на перекрестке Европы и Азии, при задействовании проектов ТАЕ и проектов Черноморского бассейна Грузия приобретает транзитную функцию (рис.1.12).



Рис. 1.12. Интеграция ТАЕ и других действующих проектов в Черноморском регионе, как гарант транзитной функции Грузии

Рассмотрим технические данные действующих и перспективных проектов Грузии и ближнего региона южного Кавказа.

ТАЕ - Транс-Азиатско-Европейская волоконно-оптическая кабельная магистраль (рис.1.13).

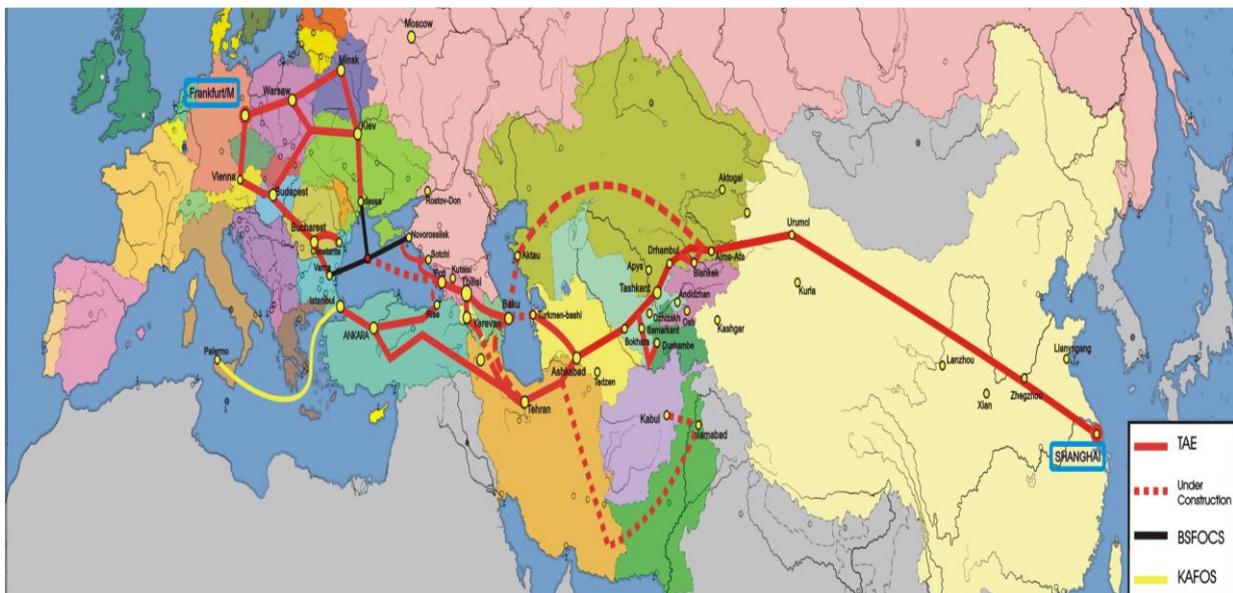


Рис. 1.13. Транс-Азиатско-Европейская волоконно-оптическая кабельная магистраль (ТАЕ)

Инициаторами создания международного организационного комитета для реализации данного проекта были “Бундестелеком” (Германия) и администрация связи Китайской народной республики (1992 г.)

В 1994 г. по инициативе администрации связи Украины была рассмотрена альтернативная кабельная магистраль ТАЕ, проходящая через территорию Грузии. В этом же году в Пекине Грузия официально была включена в число участников этого проекта.

В настоящее время ТАЕ состоит из двух ветвей. По территории Грузии проходит северная ветвь этой магистрали. В Поти ТАЕ ответвляется на север в виде подводной кабельной магистрали Поти-Сочи-Новороссийск, а в будущем возможна организация направления на юг с помощью подводного волоконно-оптического кабеля, связывающего Поти и Ризе или наземного волоконно-оптического кабеля, проходящего через Поти, Батуми и Сарпи (Турция).

Общая длина магистрали ТАЕ - 27 000 км;

Система передачи - STM-16;

Число телефонных каналов - 30 000;

Длина магистрали с ответвлениями в пределах Грузии составляет 678 км, из них:

Поти-Тбилиси - 378 км

Тбилиси - граница с Арменией - 80 км

Тбилиси - граница с Азербайджаном - 126 км.

В проекте участвуют: Германия, Австрия, Польша, Венгрия, Румыния, Украина, Беларусь, Армения, Азербайджан, Турция, Иран, Пакистан, Афганистан, Туркмения, Таджикистан, Киргизия, Узбекистан, Казахстан, Китай.

На территории Грузии магистраль проходит населенные пункты: Болниси, Дманиси, Марнеули, Тбилиси, Мцхета, Каспи, Хашури, Зестафони, Кутаиси, Самтредия, Абаша, Сенаки, Хоби, Поти, Зугдиди и Рустави. При этом на

участках Тбилиси - граница Армении и Тбилиси-граница Азербайджана проложены кабели с 8-ью оптическими жилами, Тбилиси-Поти – с 12-тью оптическими жилами. По проекту предусмотрены установки мультиплексоров типа STM аппаратуры SDH. На данном этапе реализован участок магистрали между Тбилиси и Поти с помощью STM-16, промежуточные регенерационные пункты которого размещены в Самтредия, Поти, Кутаиси, Хашури, Гори. Выделение трактов на уровне системы STM-1 предусмотрено в Кутаиси.

Для осуществления связи в направлении Азербайджана размещен мультиплексор STM-16 (на данном этапе задействован STM -4). В направлении Армении задействован мультиплексор типа STM-4.

В направлении России (участок Поти-Сочи-Новороссийск) до пункта Джугба задействована система STM -16.

Для внутренних связей Грузии в Дманиси, Болниси, Гори, Хашури, Зестафони, Кутаиси, Самтредия, Поти, Зугдиди задействованы мультиплексоры типа STM -4.

На данном этапе организованы тракты передачи на 2 Мбит/с количеством: на участке Тбилиси-Гори-Зестафони-Поти-Зугдиди - 21, в Хашури и Самтредия – 42, в Кутаиси - 126.

Строительство волоконно-оптической кабельной магистрали ITUR-Италия-Турция -Украина-Россия (рис. 1.14) было начато в 1999 г. Заказчики проекта - “UKRTELECOM (Украина) - “WESTELECOM” (Россия). Длина магистрали - 3420 км; пропускная способность - 2,5-10 Гбит/с.

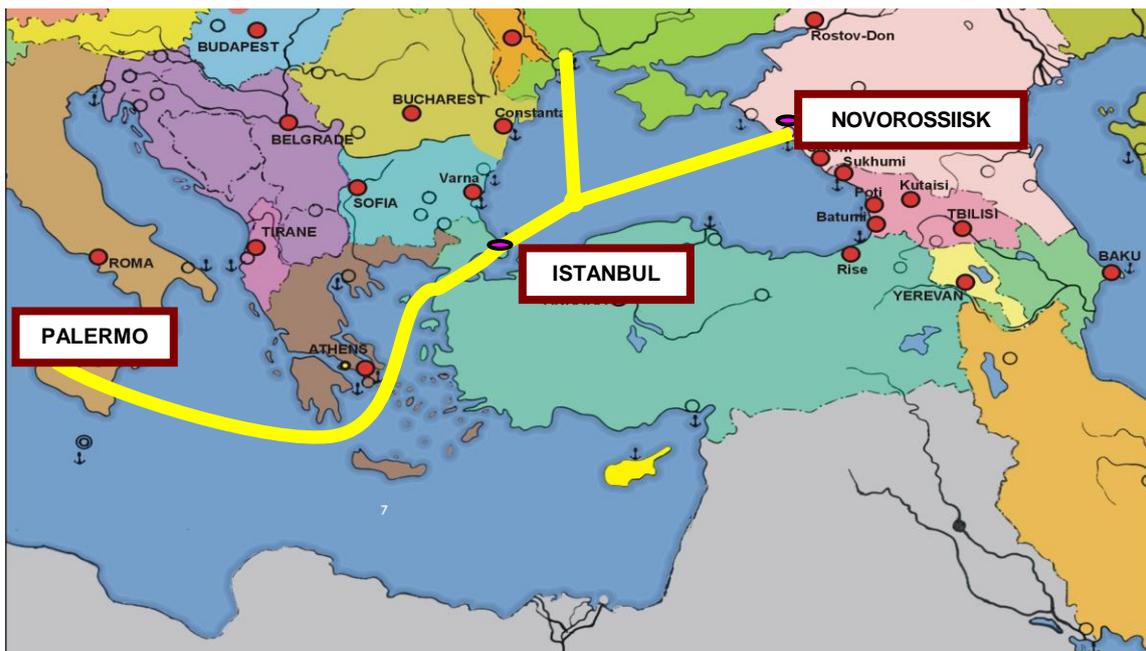


Рис. 1.14. ITUR – подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Италия-Турция-Украина-Россия

Другим проектом является BSFOCS – Черноморская подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль (рис. 1.15).

Главные инвесторы: ARMENTEL (Армения), ВТС (Болгария), СИТА (Капр), ОТЕ (Греция), UKRTELECOM (Украина), WESTELECOM (РФ). Соглашение о строительстве проекта было подписано в 1999 г. Строительство и обслуживание магистрали осуществляет Alcatel TSSL.

Длина магистрали – 1300 км; пропускная способность – 2,5 Гбит/с.

Еще один проект - KAFOS волоконно-оптическая кабельная магистраль – Молдова-Румыния-Турция (рис.1.16).

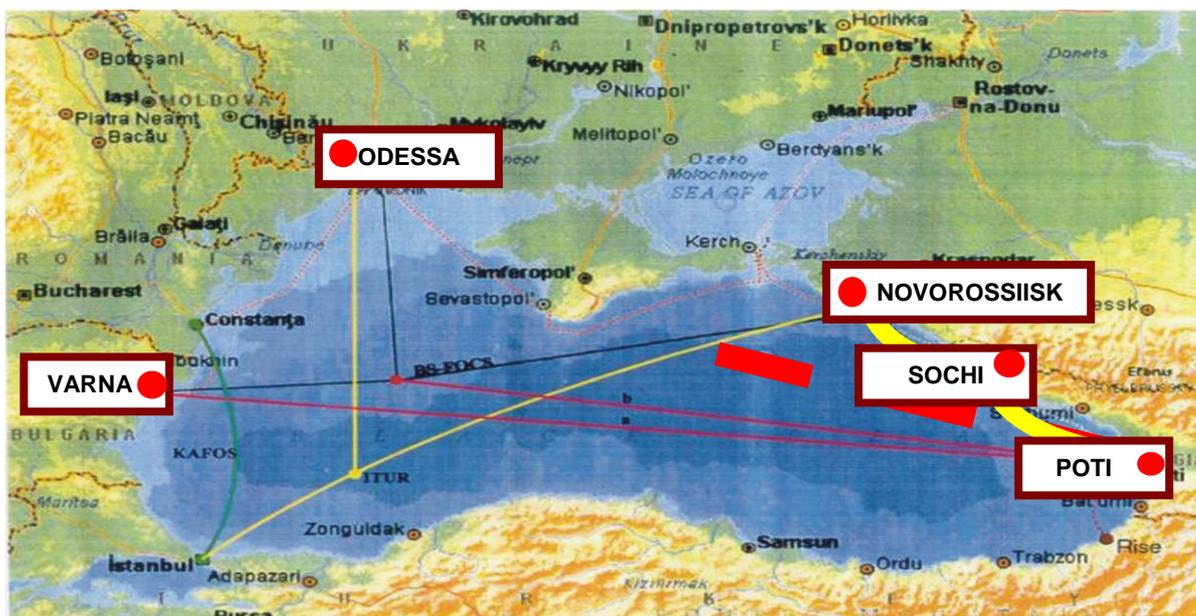


Рис. 1.15. BSFOCS – подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Болгария-Греция-Кипр-Украина-Россия



Рис. 1.16. KAFOS - Подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Молдова-Румыния-Грузия

Строительство магистрали началось в 1997 г. Длина магистрали – 504 км; пропускная способность – 622 Мбит/с. Магистраль связывает Турцию и Румынию по морю и по суше. Владельцами этой магистрали являются 24 компании различных государств.

Важным проектом является также подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Поти-Ризе (рис.1.17).



Рис. 1.17. Подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Поти-Ризе

Основными заказчиками магистрали являются Грузия и Турция. Магистраль должна обеспечить прямую связь между Грузией и Турцией и стать важным участком проекта ТАЕ.

Длина магистрали –180 км. Её ориентировочная стоимость 8-10 млн. долларов США.

К перспективному проекту относится подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль Поти-Одесса-Варна (рис.1.18).



Рис. 1.18. Подводная волоконно-оптическая кабельная магистраль
Поти-Одесса-Варна (перспективный проект)

Проект представляет собой естественное продолжение проекта ТАЕ и является связующим звеном с европейскими государствами – через Болгарию, а со странами восточной Европы и странами Прибалтики – через Украину. С другой стороны, через ТАЕ указанные магистрали будут обеспечивать связь со странами восточного региона (Средняя Азия, Китай, Иран, Афганистан, Пакистан).

Длина магистрали – 1200 км. Ориентировочная стоимость проекта – 60-80 млн. долларов США.

Также перспективным является проект волоконно-оптической кабельной магистрали вдоль Грузинской железной дороги (рис.1.19).

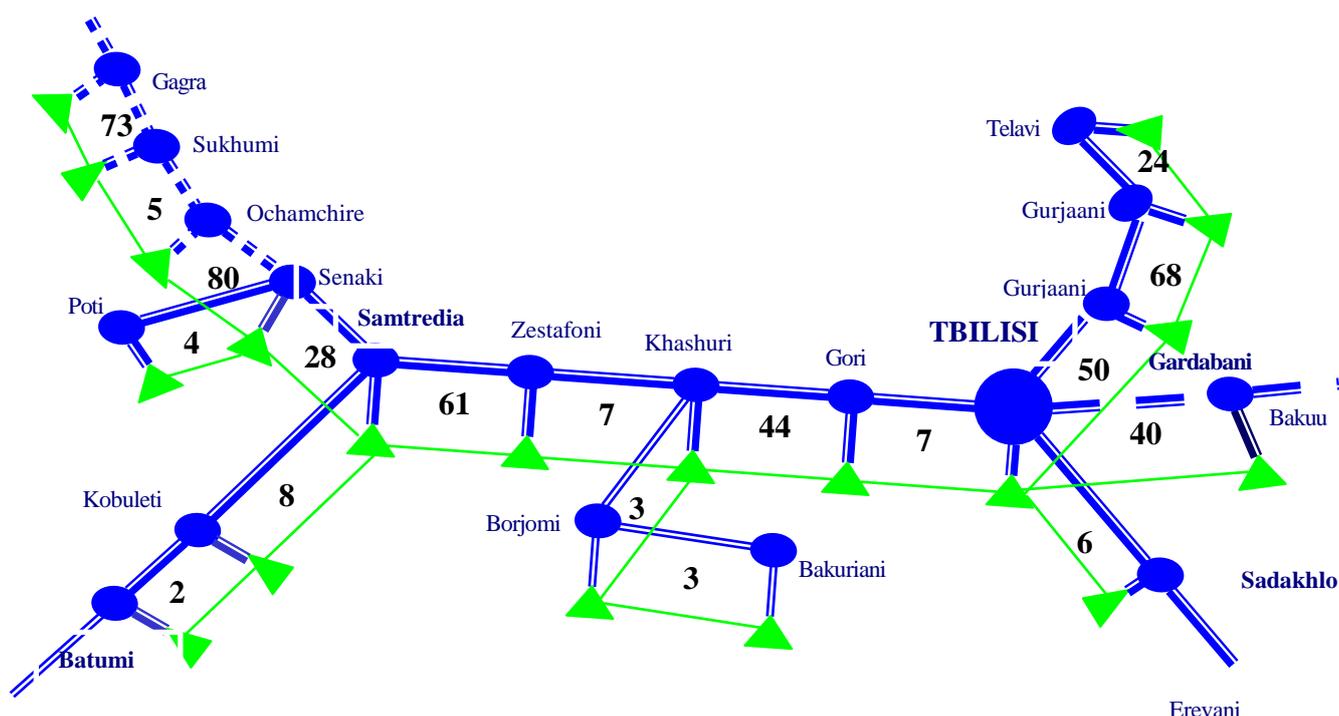


Рис. 1.19. Волоконно-оптическая кабельная магистраль вдоль Грузинской железной дороги

Проект предусматривает строительство волоконно-оптической кабельной магистрали вдоль трассы Закавказской железной дороги. Длина магистрали 540

км. Магистраль представляет собой альтернативный вариант ТАЕ на грузинском участке.

Кроме подземных и подводных магистралей ВОСП, представляют интерес ВОЛС на высоковольтных линиях электропередачи (ЛЭП).

Строительство ВОЛС на высоковольтных линиях передачи находит всё более широкое распространение во всём мире. Такие линии связи характеризуются высокой надежностью, возможностью значительного сокращения сроков прокладки и низкими затратами на строительство по сравнению с подземным кабелем, а также отсутствием проблем с землеотводом и сравнительно небольшими эксплуатационными затратами. Все эти факторы позволяют рассматривать ВОЛС на ЛЭП как наиболее перспективные для развития магистральных сетей связи. Как правило, такие ВОЛС строятся на 6, 34, 110 и 220 кВ ЛЭП. С этой точки зрения существуют предварительные проекты таких магистралей на ЛЭП внутри страны. ВОЛС на ЛЭП можно прокладывать между энергетическими объектами, а также между государствами Грузия-РФ (Тбилиси-Владикавказ по 110 кВ ЛЭП), Тбилиси – Турция и др.

Немаловажную роль в развитии телекоммуникации в странах переходной экономики играет ускорение процесса либерализации сектора, регулирование рынка и приватизация [110, 115-117].

1.4. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЛИНЕЙНОГО КОДИРОВАНИЯ

Общие принципы цифрового линейного кодирования изложены в известной работе К. Кэттермоула [107].

Целью линейного кодирования является преобразование сигналов источника информации в цифровую форму. Эта форма устойчива к воздействию шума и в сочетании искажениями, вносимыми передающей средой (в основном, межсимвольная интерференция, дисперсия, фазовое дрожание синхронизирующих импульсов и др.), является экономичной для данной системы передачи.

В широком смысле кодирование означает адаптацию источника сигнала к каналу передачи для эффективной и надежной связи.

В общем смысле кодирование разделяется на: "кодирование источника", с помощью которого осуществляется преобразование сигналов источника сообщения в последовательность двоичных символов, и "линейное (канальное) кодирование", которое заключается в преобразовании последовательности цифровой информации в линейный сигнал определенного вида, представляющийся оптимальным для выбранной передающей среды (направляющая система, радиоканал).

Требование к первому типу кодирования, являющееся более теоретическим, заключается в следующем: двоичные последовательности должны быть безызбыточными, при этом статистически в стационарных источниках двоичные символы должны считаться независимыми и одинаково вероятными. Отсюда вытекает проблема устранения избыточности в источниках информации, например, в телевизионных системах. Другой вид кодирования - "линейное кодирование", рассматривается с более практической точки зрения, при которой наибольший интерес представляет структура алгоритмов кодирования, хотя и здесь существует широкое поле для глубоких теоретических исследований.

Таким образом, целью линейного кодирования является преобразование элементарных символов (элементарных импульсов исходной двоичной последовательности) в формат, который способствует приёму в условиях ухудшения качества передачи, т.е. достижению качественной передачи при снижении вероятности ошибок.

Следует отметить, что проблемы линейного кодирования переплетаются с общими проблемами, имеющими место при проектировании магистралей (обнаружение и коррекция ошибок, модуляция носителя потока цифровой информации и др), в связи с чем возможно приложение методов исследования характеристик линейных сигналов к специальным аспектам проектирования цифровых трактов передачи.

Следует также отметить, что само цифровое канальное кодирование можно условно разделить на две части [59]: кодирование (обработка) сигнала и структурирование цифровой последовательности (или введение структурированной избыточности).

Кодирование подразумевает получение сигнала, менее подверженного возникновению ошибок. Метод структурирования последовательностей позволяет преобразовать цифровой сигнал последовательности в новую последовательность, в которой структурная избыточность используется для обнаружения и исправления ошибок.

В обоих случаях линейный сигнал имеет лучшие пространственные характеристики, чем исходные незакодированные последовательности.

При рассмотрении первой задачи (метод кодирования сигнала), исходя из физической среды волоконно-оптических систем передачи, будут рассматриваться только ортогональные сигналы. Наряду с этим, будут рассмотрены линейные коды, алгоритмы формирования которых предполагают введение избыточности с целью обнаружения и исправления ошибок.

1.5. ПРИМЕНЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ В СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Вопрос выбора линейных кодов ВОСП не имеет однозначного решения. Применение того или иного линейного кода зависит от предъявляемых к ВОСП требований. Эти требования весьма многосторонни:

- область применения (внутриобъектная, местная, внутригородская, междугородная связь и т.д.);
- требуемое число каналов (скорость передачи в линии или тип аппаратуры цифровых систем передачи);
- топология сети или длина регенерационного участка (с учетом выделения каналов в промежуточных пунктах);

- тип оптического кабеля (тип ОВ – одномодовое, многомодовое, характеристики показателя преломления и т.д.);
- метод передачи (модулированные сигналы, немодулированные сигналы);
- возможность контроля ошибок, верхний предел вероятности появления ошибки.

Приведем некоторые сведения о линейных кодах ВОСП [13, 14, 19, 20].

Стандарт FDDI для оптического интерфейса FDDI PMD при использовании многомодового ОВ предполагает применение линейного кода 4B5B с частотой модуляции 125 МГц.

Стандарт Fast Ethernet для одномодового ОВ на оптическом интерфейсе 100 Base FX аналогичен предыдущему FDDI. Он предполагает применение линейного кода 4B5B с частотой модуляции 125 МГц. Спецификация 100 Base FX, которая с самого начала (исходя из документов IEEE 802 за 1995 г.) предусматривает использование в качестве среды передачи волоконно-оптический кабель, из соображения унификации базируется на стандарте ISO 9314-3, разработанном применительно к сетям FDDI.

Основные параметры стандарта 100 Base FX приводятся в таблице 1.2.

Таблица 1.2.

Основные параметры стандарта 100 Base FX

Тип среды передачи	Многомодовый волоконно-оптический кабель. ОВ с диаметром 62,5/125 или 50/125 мкм
Метод передачи	Сеть с немодулированной передачей
Максимальная скорость передачи	100-125 Мбит/с
Рабочая длина волны	1300 нм
Тип линейного кода	Блочный линейный код 4B5B
Топология сети	Звезда
Максимальная длина сегмента	400 м
Мониторинг физической среды	С помощью контрольного сигнала

Стандарт АТМ 622 Мбит/с (STM-4) для одномодового ОВ на оптическом интерфейсе использует линейный код 8В10В, что соответствует частоте модуляции 778 МГц.

В таблице 1.3. приводятся некоторые данные линейных кодов ВОСП.

Таблица 1.3

Некоторые данные линейных трактов ВОСП

Тип аппаратуры	Некоторые технические данные аппаратуры						
	Длина волны излучения, нм	Число телефонных каналов	Тип линейного кода	Код на электрических стыках	Скорость передачи сигнала на стыке ВВГ, Мбит/с	Скорость передачи линейного сигнала Мбит/с	Коэффициент ошибок на выходе тракта с максимальной протяженностью не более
1	2	3	4	5	6	7	8
Линейный оптический терминал ЛОТ-Ц/	1300 или 1500	30	CM1	HDB3 или AM1	2,048	2x2,048	-
«Соната-2» (РФ)	850	120	CM1	-	8,448	16,896	10 ⁻⁸
«ИКМ-120-5» (РФ)	850(КЛТ-26) 1300(КЛТ-1300)	120	MCM1	-	8,448	-	10 ⁻⁹
ОДТ-25 з-д мерион» г.Пермь. РФ	1300	120	5B6B	-	8,448	10,1376	2x10 ⁻⁹
Т-41 АОПП РДТЕК	1200-1335	120	CM1	-	8,448	-	10 ⁻⁹
«Сопки-3» (РФ)	1200-1300	480	-	-	34,368	41	2x10 ⁻⁸
Т-316 (РОТЕК)	1300 (1500)	-	-	-	34,368	34,368	10 ⁻⁸
Т-316 21 Е (РОТЕК)	1280...1335						
ОТЛС-31 «Мерион»		480	NRZ-М со скрембл.	-	34,368	35,840	10 ⁻¹⁰
PLE 2-140 PHILIPS	1300	480	5B6B+1B	-	34,368	41,856	10 ⁻¹⁰
LS34S/140 PHILIPS	1300 или 1550	480	5B6B модифицир.	-	34,368	41,956	10 ⁻¹⁰
STARMUX34F Ю. Корея	1300	480	-	-	34,368	41,2 ...41,6	10 ⁻¹⁰
«Сопка-3М» (РФ)	1300		1B2B		34,368	68,736	2x10 ⁻⁸
«Сопка-4»	1300	1920+30	10B131R	-	139,264	167,1168	10 ⁻¹⁰
«Сопка-5» (РФ)	1550	7680	10BIP1R		139,264 x4	668,4672	10 ⁻⁹
PLE2-140	1300	1920+576 кбит/с	20B+2B	-	139,264	140 со скрпмб.	10 ⁻¹⁰

CIT-Alcotel, Франция	TF-34	-	CM1	-	34	-	-
	FF-34	-	5B6B	-	34	-	-
STS, Великобритания	-	-	7B8B	-	140	-	-

Продолжение таблицы 1.3

1	2	3	4	5	6	7	8
Philips, Нидерланды	8TR681	-	1B2B	-	8,448	-	-
	8TR682	-	B2B	-	2,048	-	-
	8TR683	-	5B6B	-	34	-	-
	8TR684	-	5B6B	-	140	-	-
Siemens, Германия	LA14066F	-	5B6B	-	140	-	-
Ericsson, Швеция	ZAM-140-2	-	5B6B	-	140	-	-
	ZAM-140-2	-	5B6B	-	140	-	-
NTT, Япония	F-6M	-	CM1	-	6,312	-	-
	F-32M	-	CM1	-	32,064	-	-
	F-100M	-	8B1C	-	97,728	-	-
	F-400M	-	1-B1C	-	347,2	-	-
KDD, Япония подводные ВОСП	ZAM-561-1	-	17B18B	-	565	-	-
	FS-100M	-	8B1C	-	97,728	-	-
	FS-400M	-	10B1C	-	347,2	-	-
	OS-280m	-	скрембл. бинар.	-	280	-	-
США	-	-	24И13	-	280	-	-

1.6. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ВОСП С ПРЯМЫМ (НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ) ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ СИГНАЛОВ

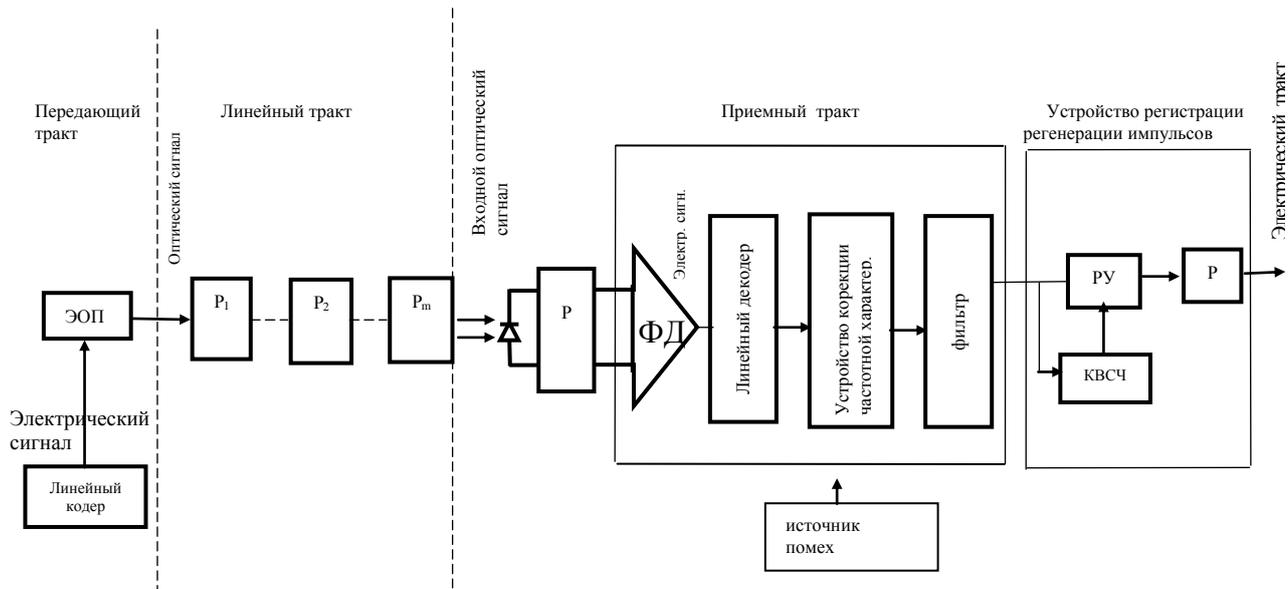
Для анализа процессов, происходящих в ВОСП, удобно представить обобщенную структурную схему ЦВОСП в виде рис. 1.19, который в дальнейшем будет использоваться при исследовании линейных кодов ВОСП. Структурная схема состоит из передающего, линейного и приемного трактов с устройством регенерации элементарных импульсов линейного сигнала.

Передающий тракт состоит из электронно-оптического преобразователя (ЭОП), который представляет собой полупроводниковый лазер или фотодетектор и осуществляет преобразование электрического (линейного) сигнала в оптический, а также линейного кодера (ЛК), в котором осуществляется преобразование ИКМ-сигнала в линейный.

Линейный тракт состоит из оптического кабеля (ОК) и линейных регенераторов (Р), в которых осуществляется преобразование распространен-

ных в оптическом кабеле оптических сигналов в электрические с последующим формированием и передачей в линию.

В приемном тракте осуществляется прямое (непосредственное) детектирование и регенерация поступающих из линейного тракта оптических символов, модулированных в передающем тракте по интенсивности света.



P, P_m - Линейные регенераторы

Рис. 1.20. Обобщенная структурная схема ЦВОСП

Приемное устройство состоит из фотодиода (ФД), линейного декодера, устройства коррекции частотной характеристики, фильтра, решающего устройства (РУ), регенератора (Р), контура выделения синхросигнала (КВСЧ).

В современных ВОСП в зависимости от поставленной задачи (скорость передачи, вероятность ошибки, простота схемного решения, возможность обнаружения или контроля ошибок) используются различные линейные коды: безызбыточные, линейные коды со скремблированием, линейные коды класса 1В2В, блочные линейные коды, коды со вставками. Исходя из этого, весьма

актуальной становится задача исследования линейных кодов ВОСП, определение их основных вероятностных технических характеристик.

В общем случае задачу исследования кодов ВОСП можно разделить на две части: анализ и синтез.

Целью анализа является:

- классификация линейных кодов, как в общем виде, так и с точки зрения их использования в ВОСП;
- разработка системной методологии расчета энергетических спектров линейных сигналов ЦВОСП;
- систематизация основных параметров и требований, предъявляемых к линейным сигналам ВОСП;
- сравнение линейных сигналов с точки зрения их использования в реальных ЦВОСП:
 - по энергетическим характеристикам;
 - по характеристикам процесса выделения тактовой частоты;
 - по помехоустойчивости;
 - по времени вхождения в блочный синхронизм и т.д.

Целью задачи синтеза является:

- определение класса функций, позволяющих аппроксимировать характеристики энергетических спектров линейных сигналов;
- выявление условий, налагающих ограничения на вид реализуемого многочлена (конфигурация и структура энергетического спектра – величина НЧ- и ВЧ- составляющих непрерывной компоненты энергетического спектра, наличие и уровень постоянной и дискретных составляющих дискретной компоненты);
- составление алгоритма и процедур для осуществления синтеза энергетического спектра заданной структуры и конфигурации;

- проверка практической реализуемости линейного сигнала, обладающего заданными энергетическими характеристиками;
- исследование характеристик линейного сигнала с помощью моделирования во временной области.

В настоящей работе рассмотрены задачи анализа линейных сигналов ВОСП.

КРАТКИЕ ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОЙ ГЛАВЕ

1. С целью выявления актуальности и важности поставленной в работе задачи исследования линейных сигналов ЦВОСП осуществлен обзор состояния этого важного направления современной технологии. Приводится классификация ЦВОСП, которые независимо от принципа мультиплексирования строятся на основе сочетания PDM-TDM, SDH/SONET-WDM/DWDM технологий с использованием структуры STM-N. При этом, основными узлами ЦВОСП служат линейные кодеры-декодеры.

2. Рассматривается эволюция развития ЦВОСП. Охарактеризованы существующие, проектируемые и перспективные транспортные магистрали ЦВОСП Грузии и ближних регионов, которые создают реальную возможность интеграции страны в мировое информационное пространство, что имеет большое политическое и экономическое значение.

Даются сведения о действующих в различных странах ЦВОСП и используемых в них линейных сигналах. Показано, что вопрос выбора линейных сигналов ЦВОСП не имеет однозначного решения. Применение того или иного линейного сигнала зависит от предъявляемых к ВОСП требований. Эти требования весьма многосторонни и в некоторых случаях взаимоисключающие.

4. Приведены рассматриваемые в работе основные задачи анализа линейных сигналов ЦВОСП.

ГЛАВА 2. ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ ЦИФРОВЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Основные определения и требования, параметры линейных кодов, классификация, алгоритмы формирования

Основные характеристики ВОСП (длина регенерационного участка, метод обработки сигналов, система контроля ошибок в регенераторах, система синхронизации, помехозащищенность, искажение сигналов в линии и др.) в значительной степени зависят от выбора алгоритма преобразования исходной двоичной последовательности в линейный сигнал (линейный код).

Особенности построения линейных кодов для цифровых волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) зависят от физических свойств среды распространения сигналов. Оптическое волокно как среда передачи сигналов, а также источник излучения в передающем и фотодетектор в приемном оптических модулях, предъявляют специфические требования к свойствам цифрового сигнала.

Поскольку импульсные посылки излучаемой оптической мощности могут быть только положительными или нулевыми (интенсивность оптического излучения является по своей природе положительной величиной), невозможно непосредственное использование биполярных кодов, применяемых при передаче информации по электрическим кабелях связи.

В целом физические процессы и подход к проектированию в ВОСП существенно отличаются от процессов, происходящих в системах связи на металлических кабелях [176, 182-184].

При реализации цифровых систем передачи в общем случае устанавливается n возможных значений уровня цифрового сигнала ($n=2,3,4\dots$). Однако в цифровых ВОСП использование кода с основанием $n>2$ (многоуровневые коды) не нашло широкого применения. Причиной являются нелинейность модуляционной характеристики и температурная зависимость мощности излучателя, например, лазерного диода, что приводит к необходимости использования двухуровневых кодов.

Таким образом, в ВОСП с прямым детектированием модуляции по интенсивности света линейный сигнал в большинстве случаев формируется как дискретное сообщение, выраженное в двоичном коде ($n=2$, символы кода “1” и “0”), которое представляет собой случайную последовательность импульсов одинаковой формы, следующих друг за другом через постоянные интервалы времени длительностью T (такты интервалы). Такие сигналы носят название случайных сигналов с детерминированными тактовыми интервалами [21].

В рассматриваемом случае случайный характер носит изменение амплитуды передаваемых импульсов.

Данная глава посвящена разработке системной методологии для исследования линейных кодов ВОСП по разделам:

- классификация линейных кодов по основным признакам (с точки зрения их применения, наличия дискретной составляющей передаваемой последовательности в энергетическом спектре, возможности обнаружения и контроля ошибок и т.д.);
- систематизация основных параметров и характеристик, определяющих свойства линейных кодов;
- анализ алгоритмов формирования линейных кодов с учетом основных требований к линейному сигналу ВОСП;
- формулировка предварительных условий для осуществления анализа и синтеза линейных кодов, сравнения и выбора линейных кодов в конкретных ВОСП;
- поиск путей оптимизации согласования источника информации с волоконно-оптической линией связи.

2.1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЛИНЕЙНЫМ КОДАМ ВОСП

К линейным кодам ВОСП предъявляются следующие основные требования [19, 22-28,40].

1. Непрерывная часть энергетического спектра линейного сигнала должна иметь минимальную спектральную плотность на нулевой частоте, а также в области НЧ и ВЧ составляющих. Ограничение спектра в области нижних частот вызвано в основном двумя причинами. Первая из них связана с требованием безыскаженной передачи принимаемого цифрового сигнала усилителем переменного тока фотоприемника, так как в противном случае для реализации оптимальных условий приема перед решающим устройством необходимо вводить дополнительное устройство, предназначенное для восстановления НЧ составляющей. Это усложняет и удорожает оборудование линейного тракта. Большое усиление при постоянном токе вызывает значительный дрейф постоянной составляющей. Это ограничение является очень жестким для систем, которые используют оптические приемники с высокой чувствительностью.

Второй причиной является то, что оптическую мощность излучателя (например, ЛД), зависящую от окружающей температуры, можно стабилизировать путем введения отрицательной обратной связи по среднему значению излучаемой мощности только при отсутствии НЧ части спектра линейного сигнала. При наличии НЧ составляющей в спектре линейного сигнала, излучаемая мощность может изменяться под действием информационного сигнала, так как зависит от статистики последнего, и относительно невысокие изменения оптической мощности могут вызвать температурные колебания в ЛД. В этом случае в цепи отрицательной обратной связи должно быть предусмотрено устройство, компенсирующее эти изменения. Все это усложняет и удорожает схемы оптического передатчика.

2. Линейный сигнал должен содержать информацию о тактовой частоте передаваемой последовательности. В приемнике эта информация используется для восстановления фазы и частоты хронизирующего колебания, необходимого для нормальной работы приемника и регенератора. В общем случае энергетический спектр линейного сигнала содержит две составляющие – дискретную и непрерывную. Дискретная составляющая включает постоянную компоненту и

компоненту на тактовой (f_T) и кратных ей частотах. Если в энергетическом спектре дискретная составляющая отсутствует (существует в неявном виде), то для ее выделения на приемной стороне требуется нелинейная обработка сигнала.

Непрерывная составляющая спектра отражает распределение энергии по частоте, связанное с информационными изменениями временных функций случайного сигнала. Наличие дискретной составляющей указывает на детерминированный характер случайного процесса.

3. Непрерывная составляющая энергетического спектра должна иметь низкий уровень в области тактовой (либо кратной ей) частоты, используемой для синхронизации приема, так как чем меньше уровень непрерывной составляющей в области выделяемой дискретной составляющей, тем меньше уровень системной помехи в устройствах выделения тактовой частоты.

4. Желательно, чтобы основная доля энергии непрерывной составляющей энергетического спектра была сосредоточена в относительно узком диапазоне частот, так как при прочих равных условиях, чем уже спектр, тем меньше искажение сигнала за счет ограничения полосы линейного тракта.

5. Процесс линейного кодирования не должен зависеть от статистики сигналов источника информации, и наоборот, сигнал не должен налагать какие-либо ограничения на передаваемое сообщение и обеспечивать однозначную передачу сигналов с любой статистикой. Иначе говоря, сигнал передачи должен однозначно отображать любую двоичную последовательность. Зависимость величины мощности от статистики кодовых комбинаций приводит к возникновению паразитной переменной составляющей, которая снижает энергетический потенциал системы передачи.

Независимость процесса линейного кодирования должна обеспечивать выполнение следующих условий:

- возможность выделения временной информации из любой последовательности;
- отсутствие ложного синхронизма;

- ограничение роста ошибок в процессе кодирования и декодирования (см. также требование 11);
- незначительный уровень флуктуации постоянной составляющей при изменении статистики появления "1" и "0" (минимальный дрейф постоянной составляющей); Наличие постоянной составляющей требует стабилизации рабочей точки на ватт-амперной характеристике лазера, что усложняет передающего оптического модуля.
- возможность контроля ошибок по месту работы на терминалах (см. также требования 7 и 18).

6. Для удобства выделения синхрочастоты и обеспечения устойчивой работы регенераторов с самосинхронизацией, статистические характеристики цифровых сигналов в линиях не должны быть произвольными. Поэтому должно быть ограничено максимальное число следующих друг за другом символов одного уровня или одной амплитуды (в случае многоуровневого сигнала).

7. Алгоритм формирования цифрового сигнала должен позволять надежно контролировать качество (достоверность) передачи в процессе автоматической эксплуатации ВОСП путем контроля ошибок регенераторов.

8. Устройства кодирования, декодирования и контроля ошибок должны быть простыми, надежными и малоэнергоёмкими, а также предоставлять возможность интеграции схемы.

9. Желательно, чтобы линейный сигнал допускал передачу сервисных сигналов внутри цифрового потока.

10. Линейный сигнал должен быть построен таким образом, чтобы обеспечить малую избыточность для снижения соотношения между скоростью передачи в линии и скоростью исходных двоичных сигналов и соответственного повышения эффективности ВОСП.

11. Линейный сигнал не должен приводить к существенному размножению ошибок при декодировании.

12. Структура линейного кода и форма элементарных символов линейного

сигнала должны соответствовать частотным и временным характеристикам оптического кабеля для минимизации оптической мощности при заданном коэффициенте ошибок с учетом ослабления оптического сигнала при его вводе в оптическое волокно и передающем оптическом модуле (в оптическом передатчике).

Это требование включает возможность стабильного использования оптической мощности при применении данного линейного сигнала, что важно с точки зрения надежной работы лазерного диода, поскольку ограниченные изменения уровня оптической мощности могут вызвать температурные колебания в лазерных диодах. Такие условия также помогают упростить автоматическую регулировку мощности, т.к. пиковая мощность оптических импульсов линейного сигнала вытекает из его средней мощности.

13. Сбалансированность линейного сигнала должна быть близка к 0,5. Будем далее считать, что если $P_{1л}$ и $P_{0л}$ – соответственно вероятности появления «1» и «0» линейного сигнала, то при $P_{1л} = P_{0л}$ сигнал сбалансирован, а при $P_{1л} \neq P_{0л}$ – несбалансирован.

14. Систематическое фазовое дрожание (джиттер, вандер) должно иметь низкий уровень для поддержания хороших передаточных характеристик.

15. Линейный сигнал должен допускать возможность увеличения числа каналов.

16. Вероятность обнаружения ошибки свойств линейного кода датчика блочной синхронизации и малое время вхождения в блочный синхронизм.

17. Линейный сигнал должен обладать способностью надежного подавления динамической пульсации.

18. Желательно обеспечить стабильность средней оптической мощности сигнала.

19. Необходимо добиться совместимости с существующими линейными сигналами, используемыми на электрических кабельных линиях связи, и интерфейсными кодами.

20. Должна быть обеспечена возможность совместимости линейных сигналов ВОСП с сигналами для медных кабельных линий связи.

2.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ

Приведем наиболее важные параметры [19, 23, 24, 28], характеризующие линейные сигналы, на основании которых можно осуществить их выбор и сравнение.

Избыточность

$$R = \frac{f_{T..Л} \log_2 N - f_T \log_2 M}{f_{T..Л} \log_2 N}, \quad (2.1)$$

где f_T – тактовая частота информационного цифрового сигнала на входе кодера линейного тракта (или на выходе декодера); M – число разрешенных уровней входного сигнала; $f_{T..ч}$ – тактовая частота информационного цифрового сигнала на выходе кодера линейного тракта (или на входе декодера линейного тракта), т.е. в линии передачи; N – число разрешенных уровней выходного сигнала.

В случае, когда используется преобразование двоичного сигнала с помощью блочного двухуровневого кода, а $N=M=2$ и избыточность блочного кода

$$R = 1 - \frac{f_T}{f_{T..Л}}. \quad (2.2)$$

Здесь избыточность обеспечивает заданные свойства сигнала за счет повышения тактовой частоты и при объемах блока исходного и линейного сигналов соответственно m и n

$$f_{T..Л} = \frac{n}{m} f_T. \quad (2.3.1)$$

При посимвольном кодировании (неблочные коды) с использованием полного набора выходных уровней

$$f_{T..Л} = \frac{N}{M} f_T. \quad (2.3.2)$$

Для достаточно больших M и незначительной разности $(N - M)$ это увеличение можно считать незначительным.

Относительная скорость передачи (коэффициент изменения тактовой частоты, эффективность кода) неблочных и двоичных блочных кодов

$$F = \frac{N}{M} \text{ и } F = \frac{n}{m}. \quad (2.4)$$

Этот параметр характеризует увеличение скорости передачи (увеличение тактовой частоты) при применении того или иного линейного сигнала. Очевидно, что чем меньше избыточность кода, тем меньше разница между скоростями.

Максимальное число следующих друг за другом одинаковых по амплитуде (уровню) символов. Для двоичных кодов этот показатель характеризует максимальное число последовательных “0” и “1” ($l_{0\max}$ и $l_{1\max}$), которое может иметь место в линейном сигнале. Эти параметры желательно выбирать минимальными, чтобы упростить устройство выделения тактовой частоты.

Среднее значение уровня символов $\langle b_k \rangle$ в линейном сигнале. Если вероятность появления нулей и единиц в информационном сигнале одинакова ($P_0 = P_1 = 0,5$), то $\langle b_k \rangle = 0,5$. Для уменьшения средней оптической мощности излучателя и дробового шума фотодетектора, среднее значение уровня символов целесообразно выбирать минимальным.

Диспаритетность – неравенство числа единиц и нулей в кодовых комбинациях. Различают диспаритетность одной комбинации (D) блочного кода и накопленную диспаритетность (D^1). Количество D определяется разностью единиц и нулей в одном блоке кода, а D^1 – величиной разности единиц и нулей кода с любого момента времени до момента наблюдения. В несбалансированных кодах накопленная диспаритетность монотонно изменяется. Снижение диспаритетности упрощает схему синхронизации и обнаружения ошибок при приеме (регенерация) сигналов и уменьшает уровень низкочастотных составляющих в их энергетических спектрах.

Для определения диспаритетности двоичных сигналов следует число единиц умножить на вес одной единицы, равный (+0,5), а число нулей – на вес одного нуля, равный (-0,5).

Цифровая сумма (ЦС). Цифровой суммой называют алгебраическую сумму амплитуд импульсов на временном отрезке n -уровневого кода, отнесенную к абсолютному значению разности соседних по величине уровней. Различают ЦС двух видов: накопленную цифровую сумму (НЦС) кодового блока (кодовой группы, кодового слова) и текущую цифровую сумму (ТЦС).

Накопленная цифровая сумма кодового блока – это алгебраическая сумма амплитуд импульсов внутри одного блока линейного сигнала; НЦС блока из N элементов двухуровневого сигнала

$$\gamma = \sum_{i=1}^N \sigma_i' \quad (2.5)$$

Для двоичных кодов значения элементов σ_i' цифровой суммы определяются непосредственным составом каждого блока ($\sigma_i' = 1$ при появлении 1 и $\sigma_i' = 0$ при появлении 0). Число возможных значений накопленной цифровой суммы совпадает с числом состояний кодека (кодера-декодера), и ее величина определяет сложность данного устройства.

Текущая цифровая сумма определяется алгебраической суммой амплитуд n -уровневого кода с любого момента времени до момента наблюдения:

$$Y_l = \sum_{j=-\infty}^l \sigma_j \quad (2.6)$$

где j – порядковый номер бита кодовой комбинации кода в начале отсчета времени; l – порядковый номер бита в момент наблюдения.

Число возможных состояний ТЦС в моменты окончания кодовых блоков обозначается S_k . Увеличение S_k приводит к увеличению сложности кодека. Одновременно усложняется контроль за работой устройств блочной синхронизации. Кроме того, для любого кода существует определенное число значений, обозначенное S_m , которое может иметь ТЦС при безошибочном приеме элементов кода. Сложность схемы контроля ошибок определяется S_m .

Плотность непрерывной составляющей энергетического спектра в области низких частот, примыкающих к частоте $f=0$. Данный параметр оценивается с помощью коэффициентов Δ_1 и Δ_2 (доли мощности непрерывной составляющей энергетического спектра сигнала, сосредоточенные в области $f_T=0...0,03$ и $f_T=0...0,1$ соответственно). При отсутствии или низком уровне непрерывных составляющих в НЧ части энергетического спектра линейного сигнала, кроме отмеченных выше достоинств, имеется возможность эффективно передавать сигналы служебной связи и телеконтроля, а также уменьшать межсимвольные искажения второго рода (МП-2).

Величина непрерывной составляющей на фиксированной частоте. Эта величина представляет интерес в зависимости от того, какая дискретная составляющая выделяется для обеспечения системы тактовой синхронизации.

Ширина полосы ΔF , содержащая 90% энергии элементарного импульса линейного сигнала. Этот параметр характеризует удельный вес непрерывной составляющей энергетического спектра периодического сигнала с тактовым интервалом T .

Доля энергии энергетического спектра линейного сигнала, сосредоточенная в определенной полосе частот (в активной полосе пропускания канала связи).

Эффективность линейного кода по энергетическим затратам. Этот параметр характеризует энергетические затраты оптических передатчиков при выбранном коде и потери мощности за счет отклонения от оптимальной формы оптического сигнала. С этой точки зрения достоинствами выбранного кода являются экономия мощности и увеличение ресурса лазера передатчика (передающего оптического модуля).

Коэффициент относительной помехоустойчивости. Этот параметр показывает, на какую величину потенциальная помехоустойчивость цифрового сигнала отличается от предельного значения:

$$K_{\pi} = 10 \operatorname{tg} \frac{P_{\varepsilon}}{P_{\varepsilon \max}}, \quad (2.7)$$

где $P_э$ – эквивалентная потенциальная помехоустойчивость рассматриваемого кода; $P_{э.макс}$ – предельная эквивалентная потенциальная помехоустойчивость цифрового сигнала.

Вне зависимости от конкретных условий реализации линейного тракта ВОСП сравнение цифровых сигналов удобно производить по потенциальной помехоустойчивости при идеальных условиях, которая зависит от эквивалентной мощности $P_э$ элементов $S_i(t)$ и $S_j(t)$ - антиподных символов этого сигнала. Т.е. очевидно, что предельной помехоустойчивостью будут обладать сигналы, элементы которых противоположны и удовлетворяют равенству $S_i(t) = -S_j(t)$. В волоконно-оптических системах передачи противоположными являются символы, которые состоят из элементов высокого (положительного) уровня $S_i(t)$ и низкого (нулевого) уровня $S_j(t)$. Учтем также тот факт, что при оптимальном приеме, чем больше энергия сигнала, тем выше достоверность.

Вероятность изменения модулируемого параметра P_T – этот показатель оценивает среднее значение тактовой частоты в цифровом сигнале при равной вероятности появления двоичных элементарных символов. Присутствие тактовой частоты в сигнале зависит от переходов между уровнями в видеоимпульсных сигналах и от изменения модулируемых параметров в радиосигналах.

Коэффициент устойчивости параметров тактовой частоты характеризует устойчивость изменения модулируемого параметра цифрового сигнала в зависимости от статистических свойств передаваемой информации и определяется через максимальную $p_{T.макс}$ и минимальную $p_{T.мин}$ вероятности изменения модулируемого параметра на тактовом интервале, т.е. $K_T = p_{T.мин} / p_{T.макс}$, где: $p_{T.мин}$ и $p_{T.макс}$ - соответственно минимальная и максимальная вероятность изменения модулируемого параметра.

2.3. КЛАССИФИКАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ ВОСП [19, 29]

Неполная классификация линейных кодов ВОСП приводится в работах [19,22, 23, 29, 31, 102, 112].

Применяемые для ВОСП линейные коды, условно можно разделить на две группы: коды со случайной последовательностью символов и коды с квазислучайной последовательностью символов (скремблированные бинарные коды) (рис.2.1). В свою очередь, первую группу можно разделить на несколько подгрупп.

К безызбыточным [19, 22, 25, 26, 28, 30] относятся линейные коды NRZ-L (NON-RETURN TO ZERO – абсолютный NRZ код) и относительные линейные коды типа NRZ-M - NON-RETURN TO ZERO-MARK, NRZ-S - NON-RETURN TO ZERO-SPACE коды. Информационные импульсы этих кодов имеют длительность T ; при этом “1”- активная длительность и “0”- пауза, занимающая весь тактовый интервал ($T_1=T_0$). Очевидно, что скорость передачи в линии при использовании этих кодов не изменяется. Коды с обращением к нулю типа RZ-50, RZ-25 -RETURN TO ZERO используют длительность тактового интервала соответственно $T_2=T/2$ и $T_3=T/4$.

Следует отметить, что в литературе нет единой системы обозначения линейных кодов. Часто один и тот же код имеет разные названия. Здесь используются обозначения, наиболее часто употребляемые в литературе.

Под линейными кодами класса 1B2B понимают коды, в которых осуществляется преобразование одного бита исходного ИКМ-сигнала длительностью T в комбинацию из двух символов, каждый из которых имеет длительность $T/2$ (следовательно, тактовая частота линейного сигнала превышает вдвое тактовую частоту исходного ИКМ-сигнала и соответственно скорость передачи в линии становится в 2 раза выше скорости исходной последовательности).

Двоичное основание счисления, используемое как в исходной, так и в преобразованной последовательности, обозначается латинской буквой В

(Binary). К линейным кодам класса 1B2B относятся: BI-L – Biphasе Level (биимпульсный абсолютный) с модификацией в виде абсолютных биимпульсных линейных кодов второго (BI-L₂) и четвертого (BI-L₄) видов и др.; DBI – Differential Biphasе (дифференциальный бифазный), BI-M – BI-Mark (относительный тип M), BI-S – BI-Space (относительный тип S), EP-1 (электронно-фотонный типа 1), EP-2 (электронно-фотонный типа 2), код Миллера, код CMI – Coded Mark Inversion (код с обращением), код Радева-Стойнова.

К классу блочных кодов mBnB с $m \geq 2$ принадлежит большое число различных линейных кодов, алгоритмы формирования которых обычно задаются кодовыми таблицами (алфавитами). Чаще всего используются кодовые таблицы, в которых обеспечивается равенство (балансировка) числа “1” и “0” в коде. В кодах этого класса последовательность исходного ИКМ-сигнала разбивается на отрезки (блоки), состоящие из m бит, и каждый из них преобразуется в определенную последовательность (блок) кодовых символов (из n бит). К кодам этого класса относятся коды 2B3B, 2B4B, 3B4B, 5B6B и др.

Отдельно выделяются коды со вставками (mBIC, mBIP, DmBIM). При формировании кодов mBIC к информационным символам добавляется один дополнительный символ (инвертированный символ-вставка), обозначаемый C. Если последний передаваемый символ является “1”, то символ C принимает значение “0”; если m -й символ имеет значение “0”, то символ C принимает значение “1”. Используются следующие коды этого класса: 3B1C, B1C и др. При $m=1$, как частный случай, получается биимпульсный код B1-L класса 1B2B, который можно обозначить 1B1C.

В кодах mBIP (mBP) m обозначает число информационных символов, P-дополнительный символ. Если число единиц в блоке из m символов нечетно, то символ P принимает значение “0”. Наиболее часто из класса mB1P используются коды 10B1P, 17B1P (запишутся соответственно 10B11B, 17B11B).

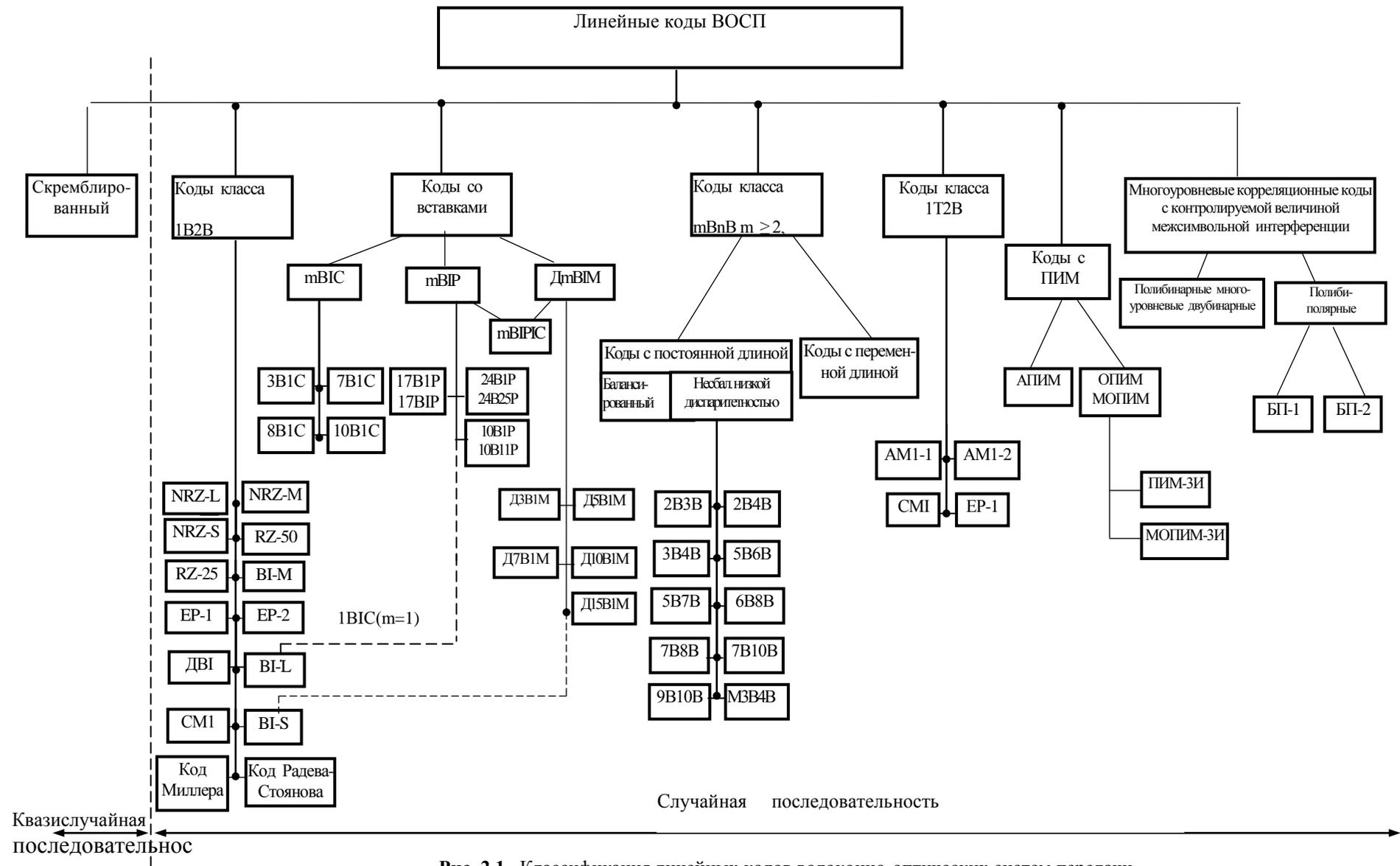


Рис. 2.1. Классификация линейных кодов волоконно-оптических систем передачи

Если требуется выявить ошибки в линейном коде и одновременно обеспечить служебную связь, то исходная двоичная последовательность кодируется по правилам алгоритма кода mBIP (проверка на четность), а затем добавляется еще один бит-R для служебной связи. Таким образом формируется линейный код mBIP1R (например, 10BIP1R). Если кроме обнаружения ошибки требуется устранить длительные последовательности одинаковых символов, то исходная двоичная последовательность кодируется по правилам алгоритма кода mBIP, а полученный код преобразуется по алгоритму кода mB1C. В результате приходим к линейному коду mBIP1C.

В кодах DmBIM к информационным символам после каждого блока добавляется бит-вставка в виде единицы, а затем полученный код перекодируется методом относительного кодирования. В результате получается дифференциальный биполярный код с одной вставкой. Применяются следующие коды такого типа: D3BIM, D5BIM, D7BIM, D10BIM, D15BIM. Ниже более подробно рассмотрены часто применяемые в высокоскоростных ВОСП коды mB1C и DmB1M.

Коды класса 1T2B используются в случаях, когда ВОСП сопрягается с существующим оконечным оборудованием проводной связи. Ввиду того что по правилам ITU не разрешается вносить какие-либо изменения в оконечное оборудование, возникает задача перекодирования квазитроичных трехуровневых сигналов в двухуровневые.

Особенностью линейных сигналов с абсолютной позиционно-импульсной манипуляцией (АПИМ) является то, что для передачи m бит исходной информационной последовательности используются разрешенные комбинации с единственным импульсом, временное положение (позиция) которого соответствует передаваемой исходной кодовой комбинации [22, 41, 112].

В относительной ПИМ (ОПИМ) отчет числа позиций осуществляется не от начала информационного интервала, а от предыдущего информационного импульса.

Недостатком ОПИМ является переменная длина информационных интервалов (неравномерное кодирование), что устраняется в модифицированных вариантах ОПИМ (МОПИМ). Однако линейные коды ПИМ и МОПИМ допускают произвольное расположение элементарных импульсов в тактовом интервале, что способствует возникновению МСП-1 и снижению помехоустойчивости системы в целом. Для устранения этого недостатка создают так называемые защитные интервалы (ЗИ), в результате чего возникает линейное кодирование ПИМ-ЗИ, МОПИМ-ЗИ.

ПИМ-ЗИ и МОПИМ-ЗИ, хотя и снижают влияние МСП, но при дисперсионном расширении импульсов за пределы интервала одной позиции помехоустойчивость резко падает: энергия сигнала, приходящаяся на данный интервал, уменьшается в связи с перераспределением на соседние интервалы, и по этой причине помехоустойчивость резко падает.

Аналогично, несмотря на то что достоинством ПИМ является существенный выигрыш по средней мощности сигнала, из-за сложности кодопреобразователей и проблемы контроля ошибок они не нашли практического применения в ВОСП.

Линейные сигналы с тройным перекодированием однозначно связаны с исходной двоичной последовательностью. Известны следующие коды этого класса - 1Т2В, АМІ-1, АМІ-2 и др.

К корреляционным кодам с контролируемой величиной межсимвольной корреляции относятся коды с корреляционным кодированием по уровню. Введение избыточности осуществляется за счет изменения основания кода, т.е. изменением числа уровней цифрового сигнала. Полибинарные и полибиполярные коды имеют различные модификации.

Полибинарные коды представляют собой развитие принципа двубинарности для получения многоуровневых кодов, а полибиполярные коды, которые по существу аналогичны полибинарным, предусматривают смену полярности

ненулевых символов относительно нулевого уровня. Среди полибиполярных кодов наибольшее распространение получили коды БП-1 и БП-2.

Многоуровневые линейные коды обозначаются как $mBkM$, где m указывает на число символов в кодируемой двоичной группе. Вторая буква указывает на число символов в группе кода, а последняя буква (буквы) отражает новое основание счисления M . Очевидно, что здесь, как и в других алфавитных кодах, имеется избыточность ($2^n < M^k$). Буквенные обозначения указывают на основание счисления: Т-троичное, Q-четверичное, QI-пятеричное и т.д.

При выборе основания следует обратить внимание на тот факт, что использование многоуровневых кодов ограничено по следующим причинам:

- Дробовой шум в приемниках с ЛФД зависит от уровня сигнала, что усложняет процесс отделения сигнала от шума, а также построение схем приемника и передатчика.
- В отличие от СИД выходные характеристики лазеров нелинейны.
- Процессы приема и регенерации в случае многоуровневых сигналов более сложны, чем в случае двоичных сигналов.

Успехи в лазерной технологии последних лет сопровождаются улучшением линейности модуляционных характеристик лазерных диодов - в основном при применении цифровых методов передачи, что приводит к возможности использования многоуровневых кодов в будущем. Многоуровневые коды могут быть применены для уменьшения быстродействия систем, особенно на одномодовых ОК. Исходя из этого, многоуровневые линейные коды имеют реальную перспективу применения в ВОСП, особенно для уменьшения быстродействия в линейном тракте.

В главе 3 помимо расчета основных энергетических спектров, применяемых на практике линейных сигналов, для сравнения проводится расчет энергетического спектра четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q.

2.4. АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ

2.4.1. Безызбыточные линейные коды и коды класса 1В2В

При рассмотрении вопроса формирования алгоритмов кодов класса 1В2В удобно принять, что элементарные импульсы имеют прямоугольную форму и их длительности составляют T или $T/2$ (за исключением кода RZ-25%, в котором длительность элементарного импульса равна $T/4$). Заметим, что форма элементарных импульсов в линии заметно отличается от идеальной прямоугольной формы и часто аппроксимируется в виде трапецеидальной, гауссовской и других функций. В таких случаях передний фронт импульсов совпадает либо с границей, либо с серединой тактового интервала.

В ВОСП, когда код в линии представляет собой двухуровневый сигнал с амплитудой A , возможное число разнотипных элементов видеоимпульсных сигналов равно четырем (рис.2.2).

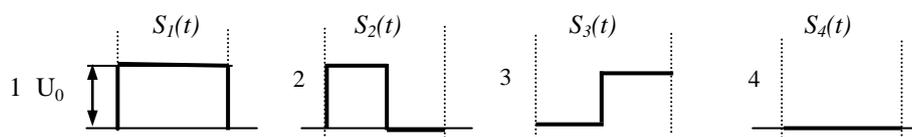


Рис. 2.2. Элементы видеоимпульсных сигналов линейного тракта ВОСП

При передаче “1” и “0” исходной информации можно использовать комбинации любых элементов видеоимпульсного сигнала. Тогда число двоичных символов, составленных из элементов $S_1(t), \dots, S_4(t)$ (рис. 2.2.), $C_4^2 = 6$. Таким образом, линейный код, в зависимости от алгоритма формирования, состоит из сочетания элементов $S_i(t)$ и $S_j(t)$.

Формировать в кодере линейный сигнал из элементов $S_1(t), \dots, S_4(t)$ можно абсолютным или относительным методом преобразования. При абсолютном методе устанавливается однозначное соответствие между элементами линейного сигнала и элементами исходной последовательности, т.е. “1” и “0” исходной последовательности представляются соответственно верхним и нижним уровнями сигнала. При относительном методе формирования значение данного

элемента линейного сигнала обусловлено значением элемента исходной последовательности и одним из предшествующих элементов формируемой последовательности. Например, символ “1” соответствует повторению предыдущего элемента сигнала (сохранение состояния, уровня), символ “0” - появлению альтернативного элемента (переход на другой уровень, изменение состояния). Возможно и наоборот – повторение предыдущего элемента соответствует символу “0”, а появление альтернативного элемента – символу “1”. Исходя из этого, число относительных двоичных символов также равно шести.

Диаграммы формирования безызбыточных кодов класса 1В2В представлены на рис. 2.3. Сигналы, приведенные на рис. 2.3,а, отражают варианты безызбыточного кодирования заданной последовательности. В таких кодах все комбинации допустимы, поэтому обнаружение ошибок в работе регенератора по его выходному сигналу исключено. Эти сигналы обозначаются буквами NRZ-L (код без возвращения к нулю - Non Return To Zero). В первом варианте кодирования (рис. 2.3, а) “1” и “0” исходной последовательности представляются соответственно верхним и нижним уровнями сигнала. Такой тип кодирования называют абсолютным и обозначают буквой L. По существу, безызбыточный код типа NRZ-L является первичным кодом (ИКМ-сигналом). Во втором варианте кодирования (рис. 2.3, б) символу “1” исходной последовательности соответствует повторение уровня предыдущего элемента (сохранение состояния) в последовательности преобразованного сигнала, символу “0” - появление альтернативного уровня (состояния) по отношению к предыдущему элементу в последовательности преобразованного сигнала. Такой код называется относительным и обозначается буквой S (NRZ-S). Третий вариант относительного кода (рис. 2.3,в), в котором сохранение состояния соответствует символу “0”, а изменение состояния – символу “1”, обозначают буквой M (NRZ-M).

В отличие от кодов типа NRZ при формировании кода RZ-50% (рис.2.3,г), для защиты от межсимвольных помех между элементами сигнала, формируются защитные промежутки. Длительность импульса выбирается равной $T/2$. Этот код

можно рассматривать как избыточный двоичный код с тактовой частотой, равной $f_{т.ч.} = 2/T$, в котором из четырех возможных блоков 00, 01, 10 и 11 кодов класса 1В2В используются только два – 00 и 10.

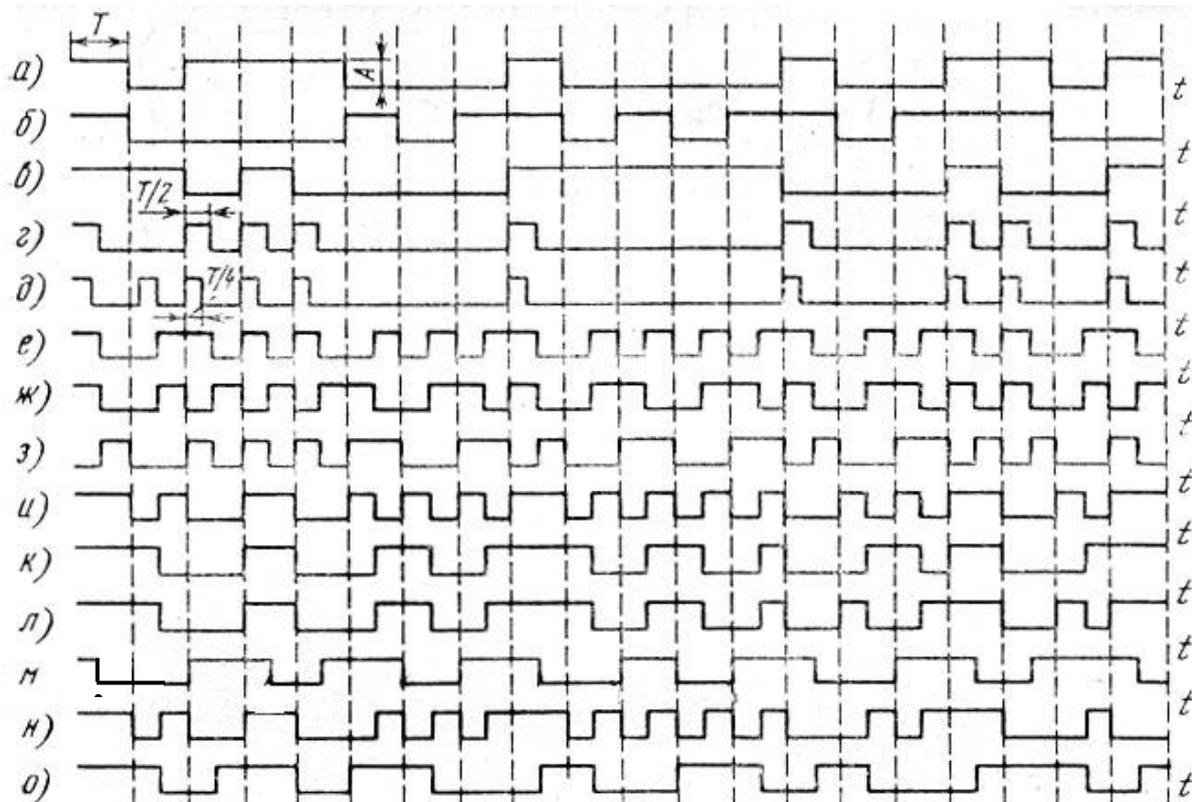


Рис. 2.3. Диаграммы формирования безизбыточных кодов и кодов класса 1В2В:

а – NRZ-L; б – NZZ-S; в – NRZ-M; г – RZ-50; д – RZ-25; е – BI-L; ж – DBI;
з – BI-M; и – BI-S; к – EP-1; л – EP-2; м – Миллера; н – CMI; о – Радева-Стойнова

Код RZ-25 (рис. 2.3, д) введен в диаграмму формирования кодов условно. Этот код с длительностью импульса $T/4$ не нашел широкого применения в ВОСП из-за увеличения полосы в 4 раза по сравнению с исходным двоичным кодом.

На рис. 2.3,е÷и приведены коды, имеющие ряд общих свойств. В частности, из диаграмм видно, что в этих кодах исключается возможность появления более двух импульсов одного уровня подряд. Код, представленный на рис. 2.3,е, получил название абсолютного биимпульсного кода и обозначается BI-L (Biphase-level). В этом коде исходные символы “1” и “0” представляются соответственно блоками линейного кода 01 и 10 (возможно и наоборот). На

рис. 2.3, *ж* представлен дифференциальный бифазный код ДВІ. Алгоритм кодирования состоит в том, что если символ “1” исходной последовательности представляется блоком 01 (либо 10), при появлении последней двоичной единицы отсутствует переход блока 01 (или 10) в альтернативное состояние (повторяется блок предшествующего состояния). Этот переход соответствует символу “0” исходной последовательности (формируется блок, отличный от предшествующего).

Алгоритмы относительного кодирования ВІ-М и ВІ-S представлены на рис. 2.3, *з*, и. Для обоих кодов общим является наличие перехода “1” в “0” либо “0” в “1” в начале каждого блока, независимо от передаваемого символа исходной последовательности. В коде ВІ-М формируется переход 01 (либо 10) в середине блока при передаче “1” исходной последовательности и отсутствует переход при передаче “0”. Код ВІ-S отличается тем, что переходы 01 (либо 10) в середине блоков соответствуют передаче “0”, а отсутствие таких переходов – передаче символов “1” исходной последовательности.

Алгоритм формирования электронно-фотонного кода типа 1 (ЕР-1), приведенного на рис. 2.3, *к*, заключается в следующем: символы “1” исходного кода кодируются поочередно блоками 11 и 00, а символы “0” - блоками 01 либо 10, но так, чтобы первый символ блока не отличался от последнего символа предшествующего блока. По аналогичному алгоритму формируется электронно-фотонный код типа 2 (ЕР-2) (рис. 2.3, *л*). Здесь, как и прежде, символы “1” исходной последовательности поочередно кодируются блоками 11 и 00, однако символы “0” независимо от вида этих блоков кодируются поочередно блоками 10 и 01. На рис. 2.3, *м* приведены временные диаграммы кода Миллера, а на рис. 2.3, *н* представлен код СМІ, в котором символы “1” исходной комбинации передаются чередующимися блоками 11 и 00, а символы “0” – блоком 01. На рис. 2.3, *о* приведена диаграмма формирования кода Радева – Стоянова. На рис. 2.4 приведены алгоритмы формирования линейных кодов в виде графов: а - ВІ-L, б – ДВІ, в-ВІ-М, г – ВІ-S, д – Миллера, е – СМІ, ж – Радева-Стойнова.

На рис. 2.5. изображен процесс обнаружения ошибок по превышению ТЦС (текущей цифровой суммы) при передаче абсолютного биимпульсного линейного сигнала VI-L.

В исходном NRL-Z сигнале с безызбыточным кодированием на изображенном отрезке (рис.2.5,ж) имеем следующую последовательность значений ТЦС (рис. 2.5,в):

$$2\sigma_m = +1, 0, +1, 0, +1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, +1, 0, +1, 0, -1, 0, -1, 0, +1, 0, -1, 0, +1, 0.$$

Таким образом, ТЦС при безошибочной передаче колеблется в пределах $(+1 \div -1)$. При формировании линейного сигнала VI-L имеем последовательность, приведенную на рис 2.5,з. Если при передаче исходной последовательности произошла ошибка и вместо "1" (рис. 2.5.,в) был передан "0" (обведено кругом на рис.2.5,г), то цифровая сумма примет вид (рис. 2.5,е) :

$$2\sigma_m = -1, -2, -3, -2, -2, -3, -2, -1, -2,$$

где ТЦС на две единицы (рис.2.5,б) вышла за установленные пределы. На приеме вместо "1" зафиксировано "0" (рис.2.5,и). что обнаруживается с помощью счетчика ошибок.

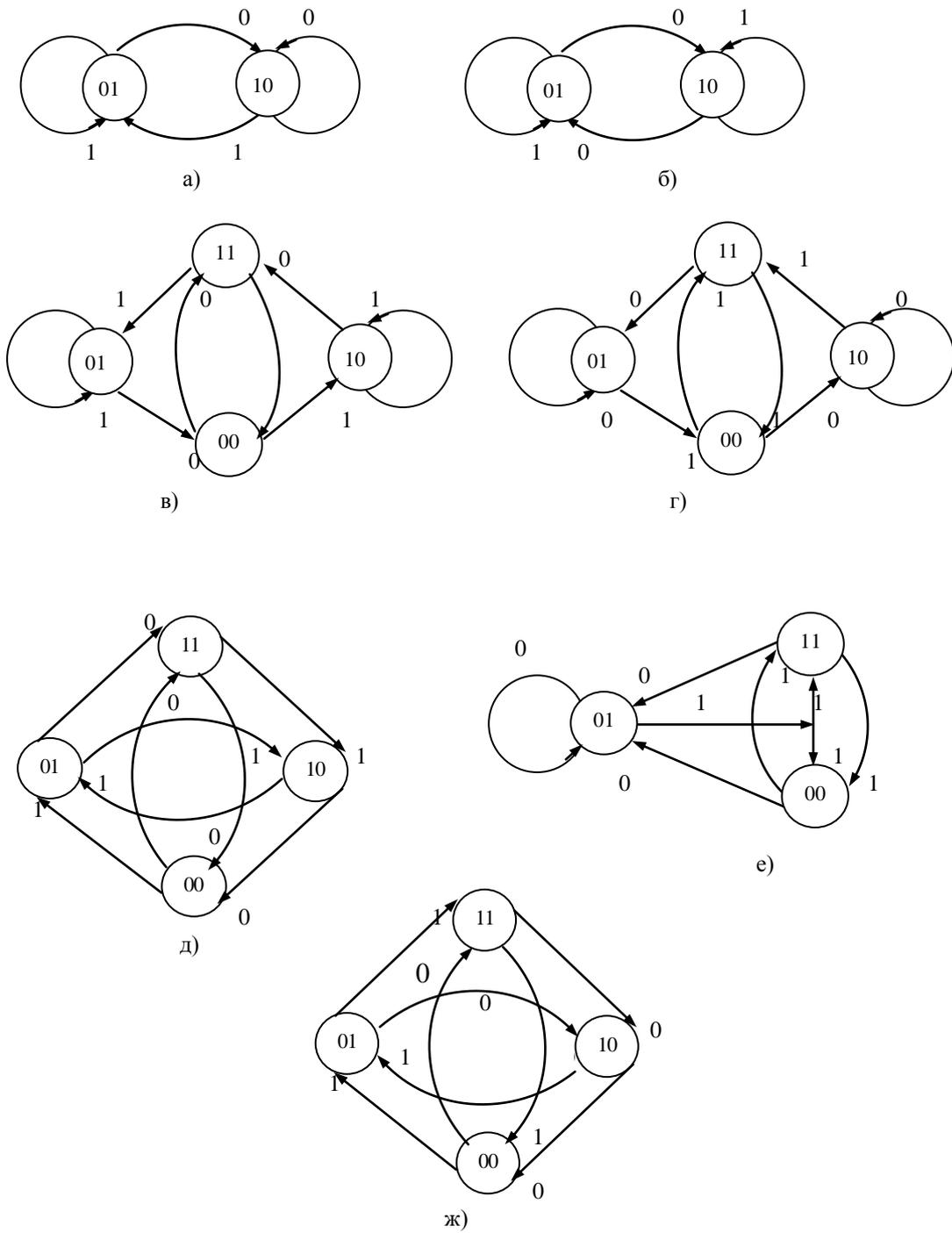


Рис. 2.4. Алгоритмы формирования линейных кодов:
а - VI-L; б - ДВІ; в - VI-M; г - VI-S; д - Миллера; е - СМІ; ж - Радева – Стоянова

2.4.2. Блочные коды класса $mBnB$

Блочные коды имеют либо постоянную, либо переменную длину, причем в ВОСП обычно используются коды с постоянной длиной. Формирование блочных кодов с постоянной длиной $mBnB$ ($m \geq 2$, $n > m$), где, как правило, $n=m+1$ (реже $n=m+2$), представляется кодовыми таблицами (алфавитами). Пример алфавитов линейных кодов ЗВЗВ приведен в таблице 2.1. Избыточность в кодах используется для получения нужных характеристик линейного сигнала, но из-за увеличения скорости передачи символов и оптических потерь, в основном используются блочные (алфавитные) коды с проверкой на четность или со взвешенным кодированием. В первом случае к группе из m символов исходной двоичной последовательности NRZ-L добавляется один контрольный символ ("1" или "0") так, чтобы сумма элементов новой комбинации $n=m+1$ содержала четное число единиц. Одиночные ошибки в этом случае обнаруживаются при нарушении четности контролируемой комбинации.

При взвешенном кодировании все комбинации из m символов исходного двоичного кода, число которых равно 2^m , разбивают на две группы. Комбинации в обеих группах кодируются блоками $n>m$, однако комбинации первой группы содержат равное и постоянное число единичных элементов n_E (комбинации с равным весом $H=n_E$). Комбинации второй группы (оставшиеся комбинации исходной последовательности) кодируются поочередно в блок линейного кода с весом $H=n_E+l$ (прямые блоки) и в блоки с весом $H=n_E-l$ (инверсные блоки) таким образом, что средняя плотность единичных посылок в последовательности остается постоянной и равной n_E/n , где l принимает значения 0, 1. Блочные коды этого класса позволяют контролировать ошибки по ТЦС без декодирования линейного кода.

Для контроля ошибок по ТЦС удобно принимать $H=n_E=n/2$ с равенством (паритетом) числа единиц и нулей в комбинациях первой группы. Комбинации второй группы имеют вес $H=n/2$ ($H=n_E+l$) положительной диспаратетности и

$H=n/2$ ($H=n_E-l$) отрицательной диспаратетности. В последовательности большой продолжительности они в среднем компенсируются.

Алфавиты линейного кода 3В4В приведены в кодовой табл. 2.1. Кодовые слова в блочных кодах выбираются и группируются так, чтобы свести до минимума текущую диспаратетность, максимальное число следующих друг за другом символов, одинакового уровня спектральную плотность непрерывной составляющей энергетического спектра сигнала в области нижних частот.

Таблица 2.1

Алфавиты блочного линейного кода 3В4В

3В	4В					
	1-й алфавит			2-й алфавит		
	Плюсовая диспаратетность	Нулевая паритетность	Минусовая диспаратетность	Минусовая диспаратетность	Нулевая паритетность	Плюсовая паритетность
000		0101		0100		1011
001		1001			0011	
010	1110		0100		0101	
011	1101		1000		0110	
100	0111		0010		1001	
101	1011		0001		1010	
110		0110			1100	
111		1010		0010		1101

На рис. 2.6 приведен пример обнаружения ошибки по методу проверки границ ТЦС для кода 3В4В. При появлении ошибочного символа в комбинации исходного двоичного сигнала происходит превышение максимально возможной ТЦС (в этом коде максимальная ТЦС равна трем); одна ошибка приводит к изменению ТЦС на две условные единицы – двойное превышение порога $U_{П}$. На рис. 2.6 изображены кривые безошибочной (а) и ошибочной (б) передачи.

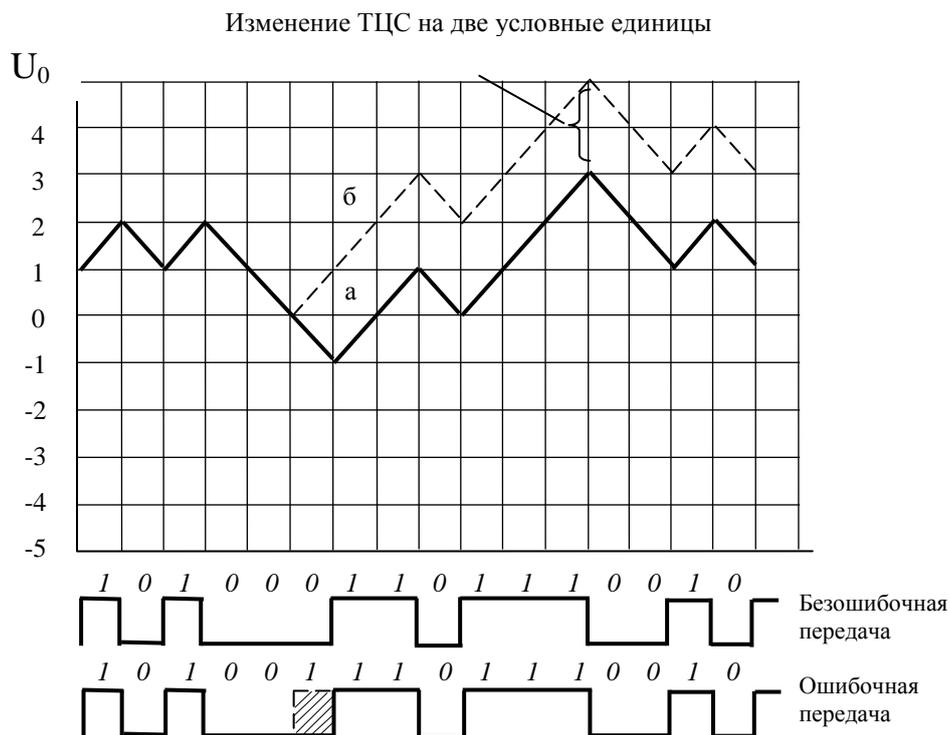


Рис. 2.6. Обнаружение ошибок по превышению ТЦС в коде 3В4В

2.4.3. Линейные коды со вставками (с дополнительным вводом)

На высоких скоростях передачи использование кодов 1В2В и mВnВ усложняется; в этом случае наиболее подходящими являются коды со вставками [34,38].

Рассмотрим линейный код mВIC. Кодирование mВIC выполняется введением одного добавочного бита после каждого исходного блока из m бит. Этот бит-вставка называется C -битом. В результате образуется кодирующий формат mВIC (бинарный код с добавочной вставкой). Дополнительный импульс предупреждает появление длинных последовательностей единиц и нулей, поскольку вставляемый импульс принимает значение, инвертированное к предыдущему (m -му) импульсу. Последовательность символов линейного кода mВIC ($m=5$) показана на рис. 2.7. На место C -вставки помещается “1” или “0”, когда в исходном сигнале соответственно имеется “0” или “1”.

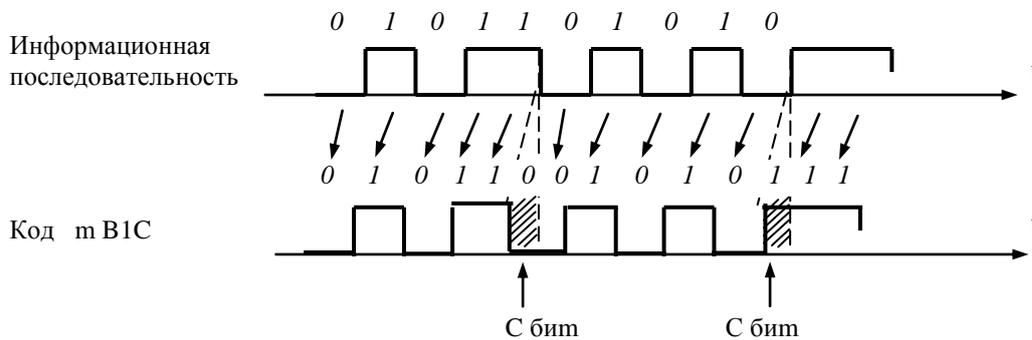


Рис. 2.7. Последовательность символов линейного кода mBIC ($m=5$)

Схемы кодера и декодера для формирования линейных кодов mBIC приведены соответственно на рис. 2.8, а, б.

Для снижения избыточности кода значение m следует увеличивать, но при этом возрастает максимальное число следующих друг за другом символов одного уровня, которое в коде mBIC имеет место, когда бит-вставка и следующие за ней символы идентичны. Таким образом, максимальное число следующих друг за другом идентичных символов $l_{max}=m+1$. При использовании кода данного типа может быть выделена тактовая частота из спектра сигнала в приемной цепи. При этом будет достигнута наименьшая линейная скорость передачи, а также выполнено одно из требований, предъявляемых к линейным кодам – независимость от статистики произвольной случайной последовательности на вводе в линию.

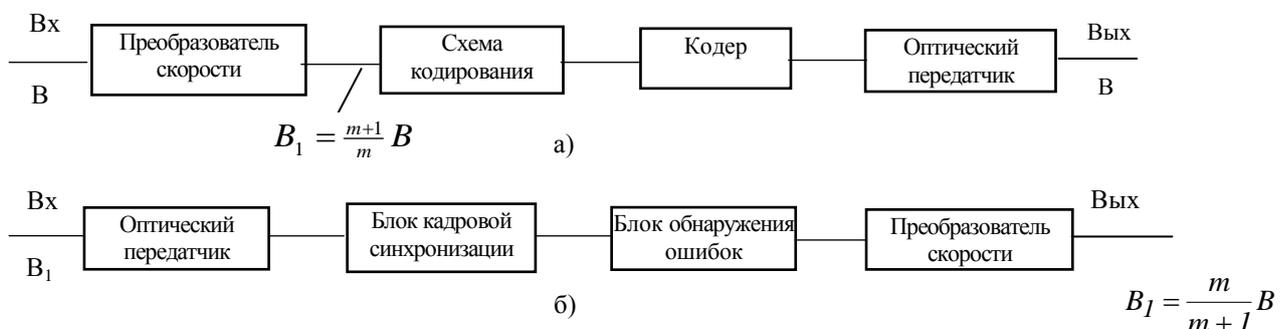


Рис. 2.8. Схемы кодера (а) и декодера (б) для формирования линейного кода mBIC

Код DmBIM является усовершенствованным кодом mBIC. При формировании символов кода DmBIM через каждые m бит исходного B сигнала (рис.2.9) вставляется маркер-единица (mBIM-кодирование), а потом полученная последовательность E перекодируется методом относительного кодирования в линейный сигнал V (на выходе кодера).

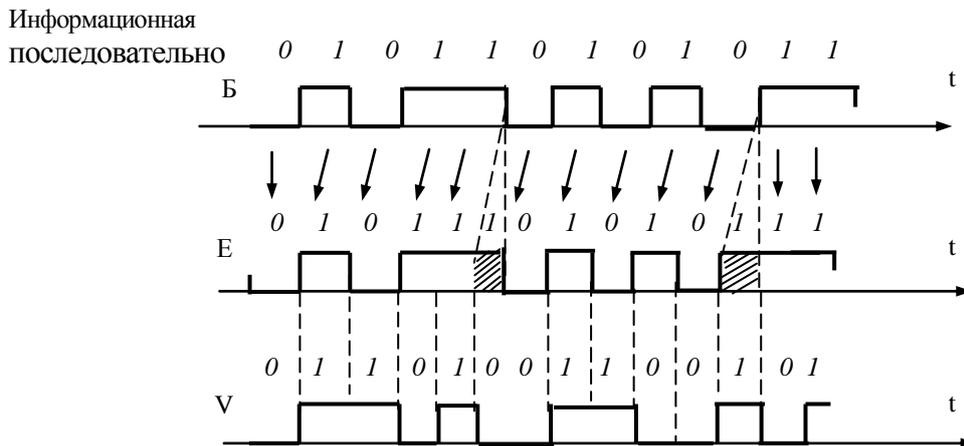


Рис. 2.9. Последовательность символов кода DmBIM

Таким образом, кодер работает согласно уравнению

$$V_k = V_{k-1} \oplus E_k, \quad (2.9)$$

где символ \oplus означает операцию суммирования «по модулю два», а V_{k-1} , V_k и E_k – соответствующие последовательности в $(k-1)$ -ом и k -ом интервалах.

Декодер работает согласно уравнению

$$E_k = V_k \oplus V_{k-1}. \quad (2.10)$$

Схемы кодера и декодера линейного кода DmBIM приведены соответственно на рис. 2.10, а, б.

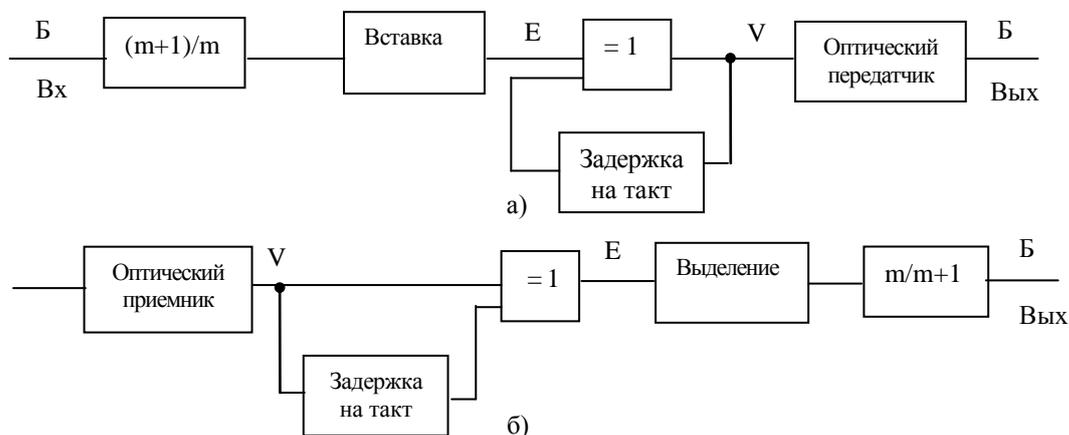


Рис. 2.10. Схемы кодера (а) и декодера (б) для формирования кода DmBIM

Краткие выводы по второй главе

1. Предъявлены основные требования к линейным сигналам ЦВОСП.
2. Определены основные параметры, характеристики и алгоритмы формирования линейных сигналов ЦВОСП:
3. Осуществлена классификация линейных сигналов ЦВОСП; установлено, что
 - многие линейные сигналы, по присущим им недостаткам, в современных ВОСП не нашли практического применения;
 - многоуровневые линейные сигналы с учетом развития технологии компонентов ЦВОСП, являются перспективными.
4. Охарактеризованы особенности построения ЦВОСП и применяемых в них линейных сигналов. Показано, что физические процессы и принципы проектирования ЦВОСП существенно отличаются от процессов, происходящих в системах связи и на металлических кабелях, а линейные сигналы, используемые в ЦВОСП, характеризуются особенностью предъявления им специфических требований, что приводит к задаче их рассмотрения, как отдельного класса линейных сигналов.
5. Установленные параметры и характеристики позволяют полностью охарактеризовать и оценить свойства линейных сигналов для исследования в частотной и временной областях, охарактеризовать и оценить их свойства с целью доверительного анализа и последующего выбора оптимального варианта кодообразования.

ГЛАВА 3. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ ВОСП

3.1. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ЛИНЕЙНОГО СИГНАЛА ВОСП

К одной из наиболее важных характеристик линейных сигналов ВОСП относится энергетический спектр. Энергетические спектры позволяют:

- сравнить линейные сигналы по уровню мощности НЧ и ВЧ составляющих, а также по распределению мощности в активной полосе частот, что обеспечивает выполнение требований, предъявляемых к уровню межсимвольных помех первого вида (МСП-1) и межсимвольных помех второго вида (МСП-2);
- сравнить линейные сигналы различных классов и одного класса при различной статистике исходного двоичного сигнала;
- определить величину энергии сигнала в определенной полосе частот;
- получить информацию о синхрочастоте, содержащейся в спектре сигнала, и оценить ее величину.
- на основе выбранного линейного сигнала, отработать принципы построения приёмных устройств и регенераторов ВОСП.

Как было указано в гл. 2, целесообразно за модель импульсно-кодowego сигнала принять импульсный случайный процесс с детерминированными тактовыми интервалами. Для цифровых систем с ИКМ характерен синхронный режим работы, в котором величина тактового интервала T поддерживается постоянной (хотя внутри тактовых интервалов вариация флуктуации импульсов по времени, особенно после прохождения через оптическую линию связи и регенераторы с самосинхронизированием).

Полагается, что длительность посылки (элементарного импульса линейного сигнала) $\tau < T$ или $\tau = T$.

Импульсный случайный процесс с детерминированными тактовыми интервалами в общем случае не является стационарным. Кроме того,

статистические характеристики элементарных посылок могут зависеть от их положения в кодовой группе и от расположения кодовой группы в импульсной последовательности. При этом будем считать, что форма импульсов на всех тактовых интервалах идентична. Для расчета энергетических спектров линейных сигналов используется ряд известных методик [32-34, 36, 42, 45, 50, 112-114], которые основаны на теории Марковских цепей. В некоторых случаях [45] расчет энергетического спектра дается в общем виде с учетом всех известных параметров сигналов. Энергетический спектр нестационарного случайного процесса может быть найден путем двойного усреднения по времени и по множеству реализаций [120, 121].

Отметим, что для проектирования ВОСП важно иметь аналитическое выражение энергетического спектра линейного сигнала, что весьма удобно для практического применения. В [112] приводится расчет энергетических спектров линейных сигналов ВОСП NRZ-L, RZ-50, BI-M, 4МОПИМ. Однако методика упрощается за счет потери универсальности полученных аналитических выражений (например, спектр определен для значений $p=q=0,5$).

В [34, 36] приводится методика определения дискретных составляющих энергетического спектра линейного сигнала mBIC. Непрерывная составляющая находится путем вычисления преобразования Фурье функции автокорреляции, когда статистические компоненты функции автокорреляции находятся с помощью методов графа потока сигнала. Для практического расчета спектральной функции используется алгоритм Ясуда, который удобен для моделирования спектральной функции с помощью компьютера.

В [33] П. Радев и Г. Стоянов предлагают линейный сигнал класса 1B2B, подобный коду Миллера (носящий в настоящее время название кода Радева-Стоянова). Как известно, этот код обеспечивает большее количество переходов уровня, меньшую мультипликацию ошибок и достаточно простые способы контроля ошибок. Энергетический спектр линейного сигнала Радева-Стоянова вычисляется с помощью формулы Баннета и автокорреляционной функции.

Для расчета автокорреляционной функции определяется матрица переходных вероятностей. Как показано в [33], при $p=q=0,5$ в исходном линейном сигнале NRZ-L спектральные функции кода Миллера и кода Радева-Стоянова совпадают. Однако общее аналитическое выражение для расчета линейного сигнала не приводится.

В [43] предлагается метод непосредственного расчета спектра мощности цифровой системы передачи с помощью матрицы переходных вероятностей. При рассмотрении различных методов определения энергетических спектров линейных сигналов авторы приходят к заключению, что в случае сложной структуры кодов простые методы расчета энергетического спектра по Хиггинсу требуют больших затрат времени, а при использовании метода расчета Беннета появляется необходимость определять коэффициент автокорреляции $R(k)$ до $k=\infty$, а также оценивать погрешность в допустимых пределах. Используя матрицу коэффициента автокорреляции и матрицу переходных вероятностей, авторы определяют энергетические спектры некоторых линейных сигналов. В работе предполагается также, что диапазон применения этого метода довольно широк.

В [44] рассмотрена теория расчета энергетических спектров сбалансированных бинарных алфавитных блочных линейных сигналов типа $mBnB$ (3B4B, 5B6B, 7B8B).

В [50] без вывода приводятся аналитические выражения для расчета энергетических спектров абсолютных биимпульсных линейных сигналов второго и четвертого видов (при $p=q=0,5$).

В [38] представлен дифференциальный сигнал со вставками $DmBIM$, приводятся анализ этого кода и результаты эксперимента. Вычисление энергетического спектра реализуется путем разделения на дискретные и непрерывные составляющие. Для определения дискретной составляющей код рассматривается как блочный, имеющий $m+1$ разрядов в каждом блоке; дискретные сос-

ставляющие определяются на основе преобразования Фурье. Для определения непрерывной составляющей применяется известный метод преобразования Фурье для данной функции. Однако в работе не приводится аналитическое выражение для расчета энергетического спектра рассматриваемого линейного сигнала.

Таким образом, в указанных методах расчета энергетических спектров нет единого подхода и универсальности определения как самого энергетического спектра, так и его характеристик. В некоторых случаях делается упрощение за счет потери универсальности (в основном дается выражение только при $p=q=0,5$, а в других случаях нет возможности определить дискретные составляющие и т.д.). При этом для энергетических спектров некоторых линейных сигналов вообще не приводится аналитическое выражение. С другой стороны, практически все рассмотренные методы расчета не учитывают общность непрерывных и дискретных составляющих энергетического спектра, т.к. приводятся то один, то другой расчеты параметров энергетического спектра. Эти ограничения не дают возможность рассматривать линейные сигналы с единых позиций.

Кроме этого, как было отмечено ранее, статистические характеристики двоичной случайной последовательности в значительной степени обуславливают статистические характеристики ЦСП в целом и систем синхронизации – в частности.

В [119] показано, что закономерности формирования кодовых групп различной структуры в случайной двоичной последовательности различаются. В общем случае закономерность формирования кодовых групп определяется источником сообщения. Исходя из этого, при выборе того или иного линейного сигнала следует учитывать статистику исходной последовательности (например, сигнала на выходе аппаратуры ИКМ) которая в свою очередь зависит от источника информации (телевизионное изображение, его стандарт, формат и тип кадра, тип сюжета, скорость изменения кадров и т.п.) и соответственно

иметь методику и получить аппарат аналитического выражения энергетического спектра линейного сигнала и его обобщенные характеристики при любых вероятностях формирования единиц и нулей p и $q=1-p$.

Анализируя различные методы определения энергетических спектров линейных сигналов, можно заключить, что с развитием методов цифровой передачи (появление новых принципов мультиплексирования, увеличение скорости передачи, развитие сетевых структур и т.д.) и усложнением структуры (алгоритма формирования) линейных сигналов, усложнились и методы расчета, т.к. в этих случаях простые методы не дают желанного результата.

Исходя из этого, перед автором и его коллегами стояла задача:

- используя наиболее общие методики, систематизировать процедуру определения энергетических спектров с единой позиции, придавая этому процессу универсальность;
- охватить все практически существующие линейные сигналы для сравнительно нового класса систем – волоконно-оптических систем передачи, имеющих свою специфику и особенности, учитывая их свойство по приведенной выше классификации;
- получить аналитические выражения для расчета энергетических спектров при любых значениях вероятности появления «1» и «0» в исходном сигнале с целью:
 - определения наличия и величины постоянных и дискретных составляющих энергетического спектра;
 - осуществления всестороннего анализа с целью их сравнения, оценки и выбора, т.е. с целью практического применения.

Многие аналитические выражения для расчета энергетических спектров автором и в соавторстве получены впервые.

В процессе решения поставленных задач автором в соавторстве предложен универсальный способ определения энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц, который позволяет получить выражение

энергетического спектра многоуровневой последовательности с использованием достаточно простых операций, удобных для расчетов на ЭВМ, где при вычислении спектра применяется стандартный способ определения миноров.

Отметим, что в общем случае энергетический спектр линейного сигнала ВОСП содержит дискретную (в т.ч. постоянную) и непрерывную составляющие. Однако в спектрах некоторых линейных сигналов дискретная составляющая может отсутствовать, и для ее выделения требуется нелинейная обработка передаваемой последовательности.

Как отмечалось выше, в ВОСП в основном применяются блочные линейные сигналы. В этом случае в процессе преобразования некоторому блоку импульсов двоичной последовательности объемом h_0 соответствует определенный блок импульсов линейного сигнала объемом h . При $h=1$ линейный сигнал называется неблочным, при $h>1$ – блочным.

В соответствии с [42] расчет энергетического спектра блочных линейных сигналов включает следующую процедуру:

I. Составление алгоритма формирования двоичной последовательности. Процедура состоит из пяти этапов:

- На первом этапе производится выбор Q признаков, которыми характеризуется каждый импульс преобразованной последовательности, например: уровень импульса, порядковый номер импульса в блоке объемом h , алгебраическая сумма уровней данного и предшествующих импульсов (последний признак вводится для того, чтобы путем балансировки обеспечить отсутствие в энергетическом спектре сигнала постоянной составляющей).

- На втором этапе выясняется, сколько и какие значения могут принимать вышеперечисленные признаки. Если V_k – число значений k -го признака, то число возможных сочетаний значений признаков определятся как $\prod_{k=1}^Q V_k$.

- На третьем этапе анализируется алгоритм кодирования, отбираются такие комбинации значений признаков, которые исключаются в соответствии с

алгоритмом (запрещенные комбинации символов). Таким образом, число допустимых сочетаний признаков приводится к разности $\prod_{k=1}^Q V_k - n^*$.

- На четвертом этапе формируется матрица переходных вероятностей M с помощью вероятностей перехода от одного, например, j -го сочетания значений признаков импульса в i -м тактовом интервале, к другому сочетанию значений признаков импульса, например, к r -му в $i+1$ тактовом интервале.

Полученные n^2 вероятностей m_{jr} ($j, r = 1, 2 \dots n$) располагаются в виде матрицы таким образом, что элемент, стоящий на пересечении j -ой строки и r -го столбца, представляет собой вероятность перехода от j его состояния к r -ому, что позволяет придти к записи:

$$M = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{n1} & m_{n2} & \dots & m_{nn} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Все элементы этой матрицы представляют собой переходные вероятности. Поэтому очевидно, что для любого сочетания j и r $m_{jr} \geq 0$. Также очевидно, что сумма элементов в каждой строке будет равна единице. Матрицы, которые удовлетворяют этим условиям, называются стохастическими. Такие матрицы описывают однородные цепи Маркова с конечным числом состояний.

- На пятом этапе составляется матрица-строка K , элементы которой отражают уровни амплитуды импульсов линейного сигнала для каждого из n возможных сочетаний значений признаков.

II. Вычисление характеристик матрицы переходных вероятностей. Процедура состоит из трех этапов:

- составляется характеристическое уравнение матрицы M (M'), определяются корни этого уравнения.

- определяются средние предельные вероятности как элементы вектора \tilde{P} и абсолютные предельные вероятности как элементы вектора P^* .

III. Вычисление энергетического спектра по формуле

$$F(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T} K f(M') \tilde{P}^*, \quad (3.2)$$

где τ_0 – длительность информационного импульса, $g(\omega\tau_0)$ – преобразование Фурье единичного импульса, U_0 – амплитуда импульса единичного уровня, T – тактовый интервал, K – матрица-строка, элементы которой представляют собой уровни амплитуды импульсов линейного сигнала, \tilde{P}^* – вектор абсолютной предельной вероятности

$$f(M') = 1 + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1}\right) (M')^\rho \cos \rho\omega T_2, \quad (3.3)$$

где M' – матрица, транспонированная относительно M .

Ниже приводится расчёт энергетических спектров линейных сигналов ВОСП, которые в основном изложены в работах автора и его коллег [46-49, 51-58, 118].

3.2. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ КЛАССА 1В2В

Линейные сигналы 1В2В (1b2b) являются частным случаем широко используемых блочных кодов mBnB (m=1, n=2), в которых 1 бит исходной ИКМ последовательности длительностью T кодируется комбинацией из 2 бит длительностью T/2 (как было сказано выше, относительная скорость передачи в канале связи при этом возрастает в 2 раза). Классификация безизбыточных линейных сигналов и сигналов класса 1В2В приведена на рис. 3.1.

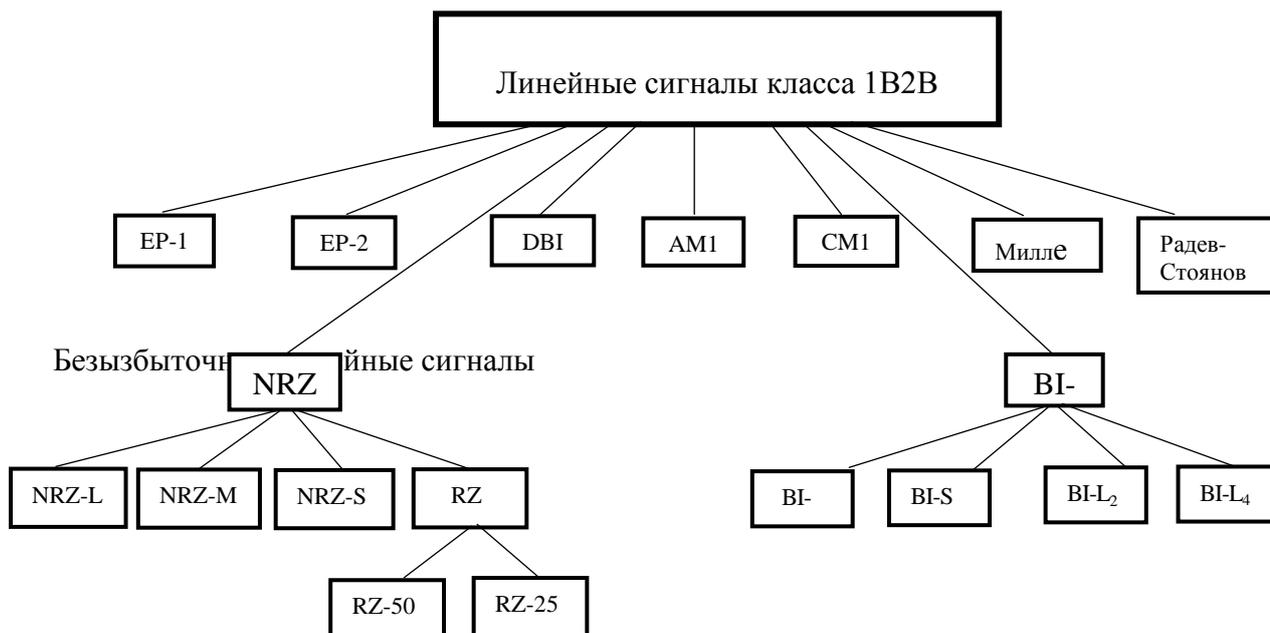


Рис.3.1. Классификация безызбыточных линейных сигналов и линейных сигналов класса 1B2B

3.2.1. Расчет энергетических спектров линейных сигналов NRZ-L, NRZ-S и NRZ-M [46]

Определим энергетический спектр безызбыточного линейного сигнала без возвращения к нулю NRZ-L (Non Return to Zero - код без возвращения к нулю). Алгоритм формирования линейного сигнала приведен на рис. 2.1,а.

Матрица переходных вероятностей для соответствующего алгоритма имеет вид

$$M_{NRZ-L} = \begin{bmatrix} p & q \\ p & q \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

где p и q - соответственно вероятности появления единицы и нуля в исходной двоичной последовательности, ($q=1-p$).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M , когда NRZ-L, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} p & p \\ q & q \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$K=[1; 0]$$

1 гр. - символ 1, 2 гр. - символ 0.

$\lambda^2 - \lambda = 0$ - характеристическое уравнение: $\lambda_1 = 1; \lambda_2 = 0$.

$$\begin{cases} pP_1 + pP_2 = P_1 \\ qP_1 + qP_2 = P_2 \end{cases} \quad P = \begin{Bmatrix} p & 0 \\ 0 & q \end{Bmatrix} \quad PK' = \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$P_1 + P_2 = 1$$

$$\frac{M'-1}{-1} f(0) = [E - M']$$

- непрерывная составляющая
(матричное выражение)

$$K[E-M']PK' = pq.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{NRZ-L \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1} pq, \quad (3.6)$$

где τ_0 - длительность элементарного импульса линейного сигнала;

U_0 - амплитуда элементарного импульса линейного сигнала;

T_1 - период следования импульсов в исходной последовательности,

$$\frac{M'}{1} f(1) \quad - \text{дискретная составляющая} \\ \text{(матричное выражение)} \\ KM'PK' = p^2$$

Дискретная составляющая может быть записана следующим образом:

$$F_{NRZ-L \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} p^2 \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_1}\right). \quad (3.7)$$

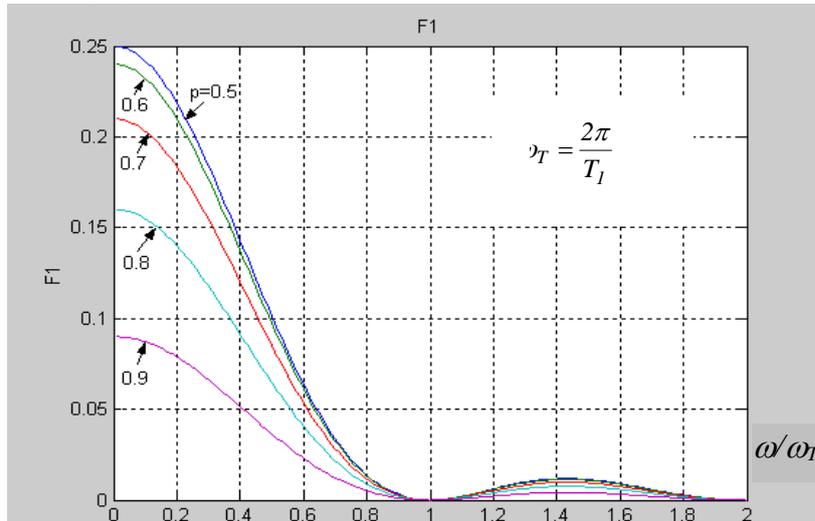
На рис. 3.2.а представлена непрерывная составляющая энергетического спектра сигнала NRZ-L, а на рис. 3.2,б - та же составляющая спектра в

диапазоне частот $\frac{2\pi}{T_1} \div 2\frac{2\pi}{T_1}$ (в увеличенном масштабе) для $\tau_0=T$.

Здесь и везде далее кривые энергетических спектров изображаются в предположении, что передаваемые импульсы имеют прямоугольную форму,

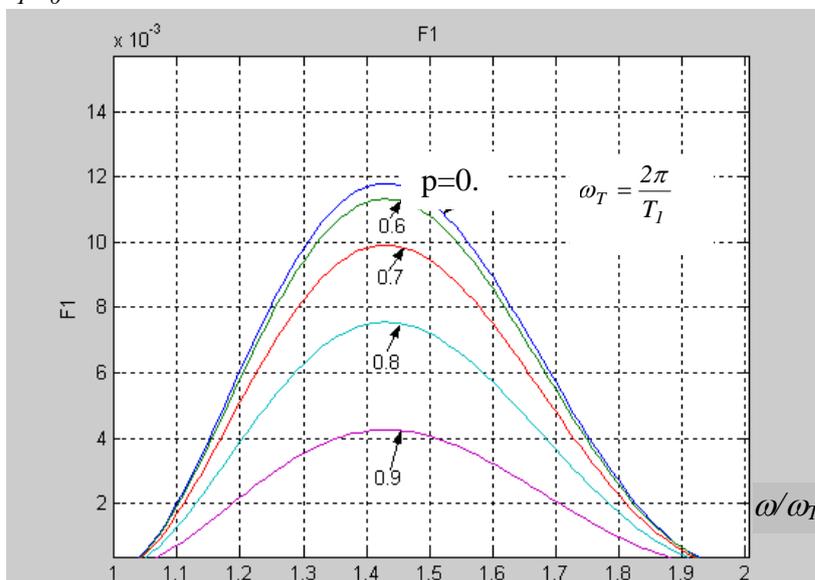
$$\text{т.е. } |g(\omega\tau_0)|^2 = \frac{\sin^2 \frac{\omega\tau_0}{2}}{\left(\frac{\omega\tau_0}{2}\right)^2}.$$

$$\frac{F(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$



a)

$$\frac{F(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$

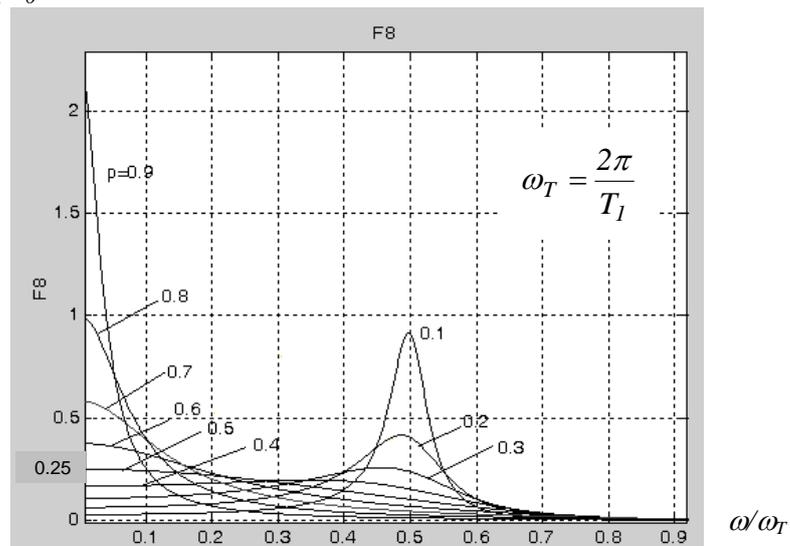


б)

Рис. 3.2. Непрерывные составляющие энергетического спектра линейного сигнала NRZ-L (а) и энергетического спектра NRZ-L в диапазоне частот $\frac{2\pi}{T} \div 2\frac{2\pi}{T}$ (увеличенный масштаб) (б)

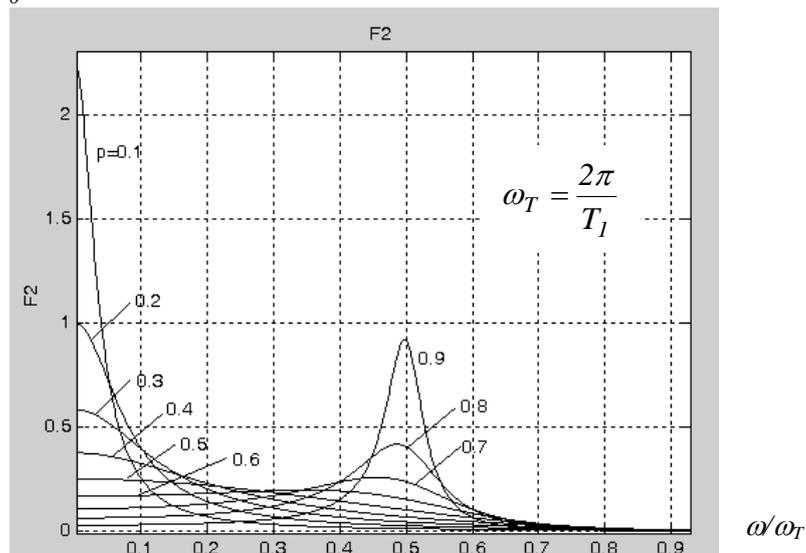
Алгоритмы формирования линейных сигналов NRZ-S и NRZ-M приведены соответственно на рис. 2.3,б,в, гл. 2, а расчёт энергетических спектров этих кодов в приложении 2. На рис. 3.3,а представлен энергетический спектр линейного сигнала типа NRZ-S, а на рис 3.3,б энергетический спектр линейного сигнала типа NRZ-M.

$$\frac{F(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$



а)

$$\frac{F(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$



б)

Рис. 3.3. Непрерывные составляющие энергетических спектров линейных сигналов: NRZ-S для $p=0,5\div 0,9$ и NRZ-M для $p=0,1\div 0,5$ (а) NRZ-S для $p=0,1\div 0,5$ и NRZ-M для $p=0,5\div 0,9$ (б)

3.2.2. Расчет энергетических спектров линейных сигналов RZ-50 и RZ-25 [46]

Алгоритмы формирования ЛК RZ-50 и RZ-25 приведены соответственно на рис. 2.3,г,д (гл. 2).

Рассмотрим линейный сигнал типа RZ-50. Матрица M' , транспонированная по отношению к матрице переходных вероятностей M этого кода, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & p & p \\ 0 & 0 & q & q \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad K = [1; 0; 0; 0]; \quad (3.8)$$

Здесь 1гр - символ 1, 1-ая позиция в блоке [1;0]

2гр - символ 0, 1-ая позиция в блоке [0;0]

3гр - символ 0, 2-ая позиция в блоке [1;0]

4гр - символ 0, 2-ая позиция в блоке [0;0]

$\lambda^2(\lambda^2-1)=0$ – характеристическое уравнение

$\lambda_1=1; \lambda_2=-1; \lambda_3=0; \lambda_4=0$

$$\begin{cases} pP_3 + pP_4 = P_1 \\ qP_3 + qP_4 = P_2 \\ P_1 = P_3 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1 \end{cases}; \quad P = \begin{bmatrix} p/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q/2 \end{bmatrix}; \quad PK' = \begin{bmatrix} p/2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$\lambda^2(\lambda^2-1)$ – минимальный многочлен

$\frac{(M')^2 - I}{-I} f(0) + [I(M')^3 - M']f'(0)$ - непрерывная составляющая (матричное выражение)

$$\text{Здесь } f'(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_2) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^2}} \right]_{\lambda=0}' = -2 \cos \omega T_2$$

$$E-(M')^2 = \begin{bmatrix} q & p & 0 & 0 \\ q & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q & p \\ 0 & 0 & q & p \end{bmatrix}; \quad (M')-(M')^3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ q & p & 0 & 0 \\ q & p & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$K[E-(M')^2]PK' = \frac{pq}{2}; \quad K[M' - (M')^3]PK' = 0.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид:

$$F_{RZ-50 \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \frac{pq}{2}, \quad (3.9)$$

где $T_2 = T/2$.

$\frac{M'(M'+1)}{2} f(1) + \frac{M'(M'-1)}{2} f(-1)$ - дискретная составляющая (матричное выражение)

$$\frac{1}{2} K[(M')^2 + M']PK' = \frac{p^2}{4};$$

$$\frac{1}{2} K[(M')^2 - M']PK' = \frac{p^2}{4}.$$

Дискретная составляющая может быть описана выражением

$$P_{RZ-50\% d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0}{T_2^2} \cdot \frac{p^2}{2} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (3.10)$$

где $T_2 = T/2$.

На рис. 3.4 представлена непрерывная составляющая энергетического спектра RZ-50 ($\tau_0 = T$).

Аналогично (см. приложение 3) определяется энергетический спектр линейного сигнала RZ-25. В соответствии с выражением П.3.1 на рис. 3.5 построен энергетический спектр RZ-25 (непрерывная составляющая).

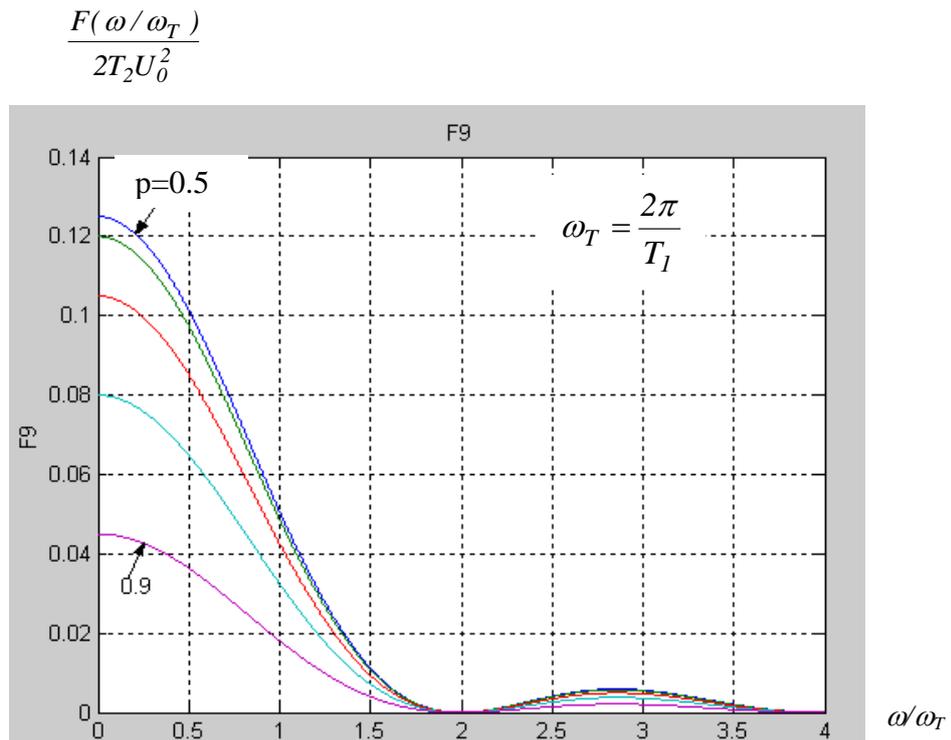


Рис. 3.4. Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала RZ-50

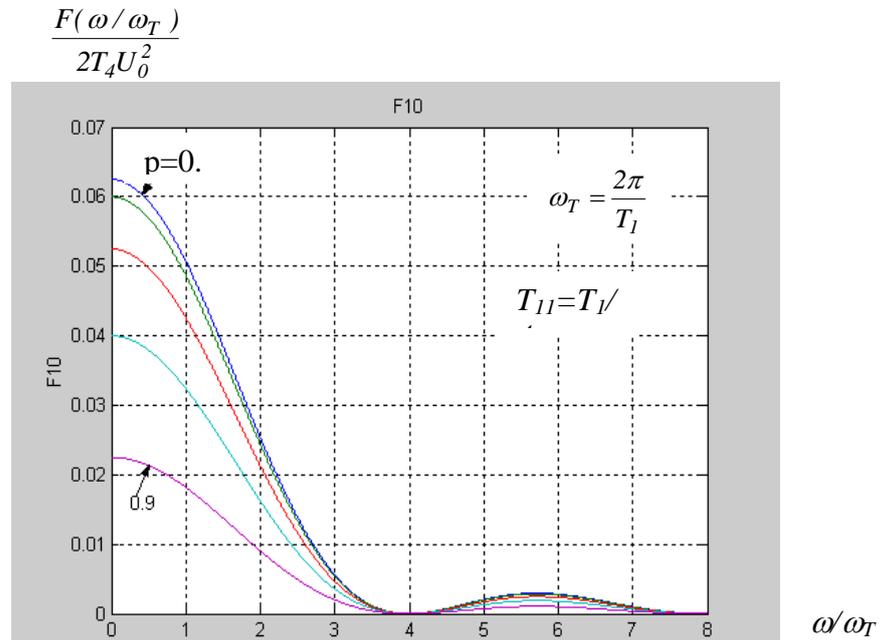


Рис. 3.5. Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала RZ-25

3.2.3. Расчет энергетического спектра абсолютного бимпульсного сигнала ВІ-L [47]

Определим энергетический спектр линейного сигнала ВІ-L. Алгоритм формирования ВІ-L приведен на рис 2.3,е и 2.4,а гл.2.

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M данного кода, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & p & p \\ 0 & 0 & q & q \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad K=[0; 1;1;0];$$

Здесь 1гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0;1];

2гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1;0];

3гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0;1];

4гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1;0];

$\lambda^2(\lambda^2-1)=0$ – характеристическое уравнение, $\lambda_1=1; \lambda_2=-1; \lambda_3=0; \lambda_4=0$.

$$\begin{cases} pP_3 + pP_4 = P_1 \\ qP_3 + qP_4 = P_2 \\ P_1 = P_3 \\ P_2 = P_4 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1 \end{cases}; \quad P = \begin{bmatrix} p/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q/2 \end{bmatrix}; \quad PK' = \begin{bmatrix} 0 \\ q/2 \\ p/2 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$\psi(\lambda)=\lambda^2(\lambda^2-1)$ – минимальный многочлен;

$\frac{(M')^2 - I}{-I} f(0) = [E - (M')^2]$ - непрерывная составляющая I (матричное

выражение).

$$[(M')^3 - M'] \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{(\lambda^2 - 1)[1 - 2\lambda \cos \omega T_2 + \lambda^2]} \right\}'_{\lambda=0} = [(M')^3 - M'](-2 \cos \omega T_2) -$$

непрерывная составляющая II (матричное выражение)

$$K[E - (M')^2]PK' = pq, \quad K[(M')^3 - M']PK' = \frac{pq}{2};$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$P_{BI-L cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot pq \cdot (1 - \cos \omega T_2); \quad (3.11)$$

$$\frac{(M')^2(M' + 1)}{2} f(1) - \text{дискретная составляющая I (матричное выражение),}$$

$$-\frac{(M')^2(M' - 1)}{2} f(-1) - \text{дискретная составляющая II (матричное}$$

выражение):

$$\frac{1}{2} K[(M')^3 + (M')^2] PK' = \frac{1}{4}, \quad -\frac{1}{2} K[(M')^3 - (M')^2] PK' = \frac{1 - 4pq}{4}.$$

Дискретная составляющая может быть записана следующим образом:

$$P_{BI-L d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \left[pq \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1 - 4pq}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (3.12)$$

где $T_2 = T_1/2$.

На рис. 3.6 представлена непрерывная составляющая энергетического спектра абсолютного биимпульсного сигнала BI-L ($\tau_0 = T$).

$$\frac{F(\omega/\omega_T)}{2T_2 U_0^2}$$

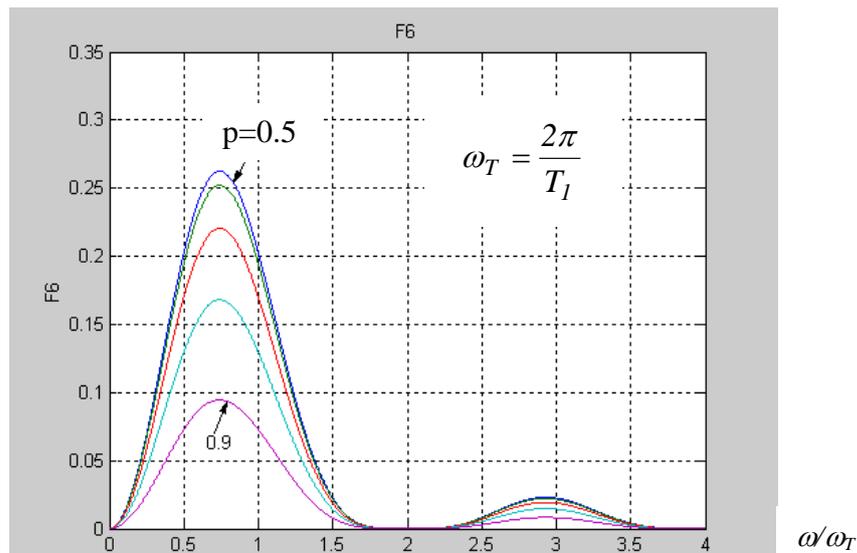
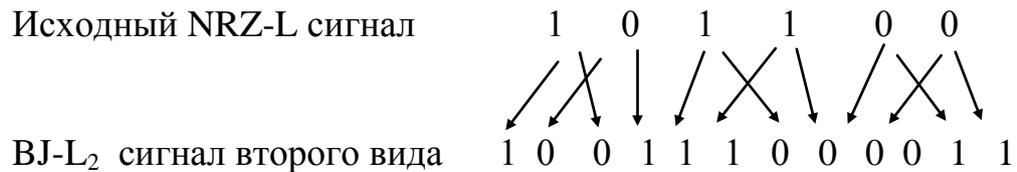


Рис. 3.6. Энергетический спектр абсолютного биимпульсного сигнала BI-L (непрерывная составляющая)

3.2.4. Расчёт энергетических спектров абсолютных биимпульсных сигналов второго и четвёртого видов [48,49]

В предыдущем параграфе был определён энергетический спектр абсолютного биимпульсного сигнала BI-L. Представляет интерес аналитическое выражение энергетического спектра абсолютного биимпульсного сигнала a -го вида, алгоритм формирования которого при $a=2$ (линейный сигнал второго вида) может быть записан следующим образом [50]:



Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M абсолютного биимпульсного сигнала второго вида $BI-L_2$, имеет вид

$$M' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p & p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & q & q & q \\ p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

- где
- 1 гр - символ 1, 1-ая позиция в блоке [$h=4$];
 - 2 гр - символ 0, 1-ая позиция в блоке;
 - 3 гр - символ 1, 2-ая позиция в блоке (символ 1 на 1-ой позиции);
 - 4 гр - символ 0, 2-ая позиция в блоке (символ 1 на 1-ой позиции);

- 5 гр - символ 1, 2-ая позиция в блоке (символ 0 на 1-ой позиции);
- 6 гр - символ 0, 2-ая позиция в блоке (символ 0 на 1-ой позиции);
- 7 гр – символ 0, 3-ья поз (“1” – 1-ая поз, “1” – 2-ая поз);
- 8 гр – символ 0, 3-ья поз (“1” – 1-ая поз, “0” – 2-ая поз);
- 9 гр – символ 1, 3-ья поз (“0” – 1-ая поз, “1” – 2-ая поз);
- 10 гр – символ 1, 3-ья поз (“0” – 1-ая поз, “0” – 2-ая поз);
- 11 гр – символ 0, 4-ая поз (“1” – 1-ая поз, “1” – 2-ая поз, “0” – 3-ья поз);
- 12 гр – символ 1, 4-ая поз (“1” – 1-ая поз, “0” – 2-ая поз, “0” – 3-ья поз);
- 13 гр – символ 0, 4-ая поз (“0” – 1-ая поз, “1” – 2-ая поз, “1” – 3-ья поз);
- 14 гр – символ 1, 4-ая поз (“0” – 1-ая поз, “0” – 2-ая поз, “1” – 3-ья поз).

Матрица–строка, составленная из уровней импульсов каждой группы:

$$K=[1; 0; 1; 0; 1; 0; 0; 0; 1; 1; 0; 1; 0; 1].$$

Непосредственные вычисления показывают, что:

$\Delta(\lambda) \equiv \det(\lambda E - M') = \lambda^{10}(\lambda^4 - 1) = 0$ – характеристическое уравнение, а $\lambda_1 = 1; \lambda_2 = -1; \lambda_3 = i; \lambda_4 = -i; \lambda_5, \dots, \lambda_{14} = 0$ – собственные значения для M' .

Для определения вектора финальной вероятности решаем систему линейных алгебраических уравнений:

$$M' P I' = P I', \left(\sum_{j=1}^{14} P_j = 1 \right).$$

Находим: $P_1 = p/4; P_2 = q/4; P_3 = p^2/4; P_4 = pq/4; P_5 = pq/4; P_6 = q^2/4; P_7 = p^2/4; P_8 = pq/4; P_9 = pq/4; P_{10} = q^2/4; P_{11} = p^2/4; P_{12} = pq/4; P_{13} = pq/4; P_{14} = q^2/4.$

$$PK = [p/4; 0; p^2/4; 0; pq/4; 0; 0; 0; pq/4; q^2/4; 0; pq/4; 0; q^2/4].$$

$\Psi(\lambda) = \lambda^2(\lambda^4 - 1)$ – минимальный многочлен, соответствующий характеристическому полиному.

Используя подход, приведённый для вычисления энергетического спектра в [42], получаем:

$$\frac{M^4 - I}{-I} f(0) = [E - (M')^4] - \text{непрерывная составляющая I (матричное выражение)}$$

Аналогично имеем:

$$\left[(M')^5 - M' \right] \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{(\lambda^4 - 1) [1 - 2\lambda \cos \omega T_2 + \lambda^2]} \right\}'_{\lambda=0} =$$

$$\left[(M')^5 - M' \right] (-2 \cos \omega T_2) - \text{непрерывная составляющая II}$$

(матричное выражение)

$$K [E - (M')^4] PK' = pq;$$

$$K [(M')^5 - M'] PK = \frac{pq}{2}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая спектра сигнала второго вида VI-L₂ имеет вид

$$F_{VI-L_2 \text{ cont}(\omega)} = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega(\tau_0))^2| U_0^2}{T_2} pq(1 - \cos 2\omega T_2), \quad (3.13)$$

где $T_2 = T_1/2$, T - период следования импульсов двоичного сигнала;

T_2 - период следования импульсов абсолютного биимпульсного сигнала второго вида VI-L₂, τ_0 - длительность элементарного импульса VI-L₂.

Дискретная составляющая (матричное выражение) имеет вид

$$\sum_{j=1}^4 \frac{(M')^2 \left[\frac{\lambda^4 - 1}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda \rightarrow M'}}{\lambda^2 \left[\frac{\lambda^4 - 1}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda = \lambda_j}} f(\lambda_j),$$

где

$$f(\lambda) = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) \lambda^\rho \cos \omega T_2;$$

$$KPK' = \frac{1}{2}; \quad KM'PK' = \frac{1}{4}; \quad K(M')^2PK' = \frac{pq}{2};$$

$$K(M')^3PK' = \frac{1}{4}; \quad K(M')^4PK' = \frac{1-2pq}{2};$$

$$K(M')^5PK' = \frac{1}{4}; \quad K(M')^6PK' = pq.$$

Окончательно дискретная составляющая спектра сигнала BI-L₂ может быть записана следующим образом:

$$F_{BI-L_2}(\omega) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \left\{ \frac{1}{4} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) - \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right] + \frac{(1-2pq)}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{2T_2}\right) + pq \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) - \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{2T_2}\right) \right] \right\}, \quad (3.14)$$

где $\chi = 1, 2, \dots$

Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала второго вида BI-L₂ приведена на рис.3.7 ($\tau_0=T$).

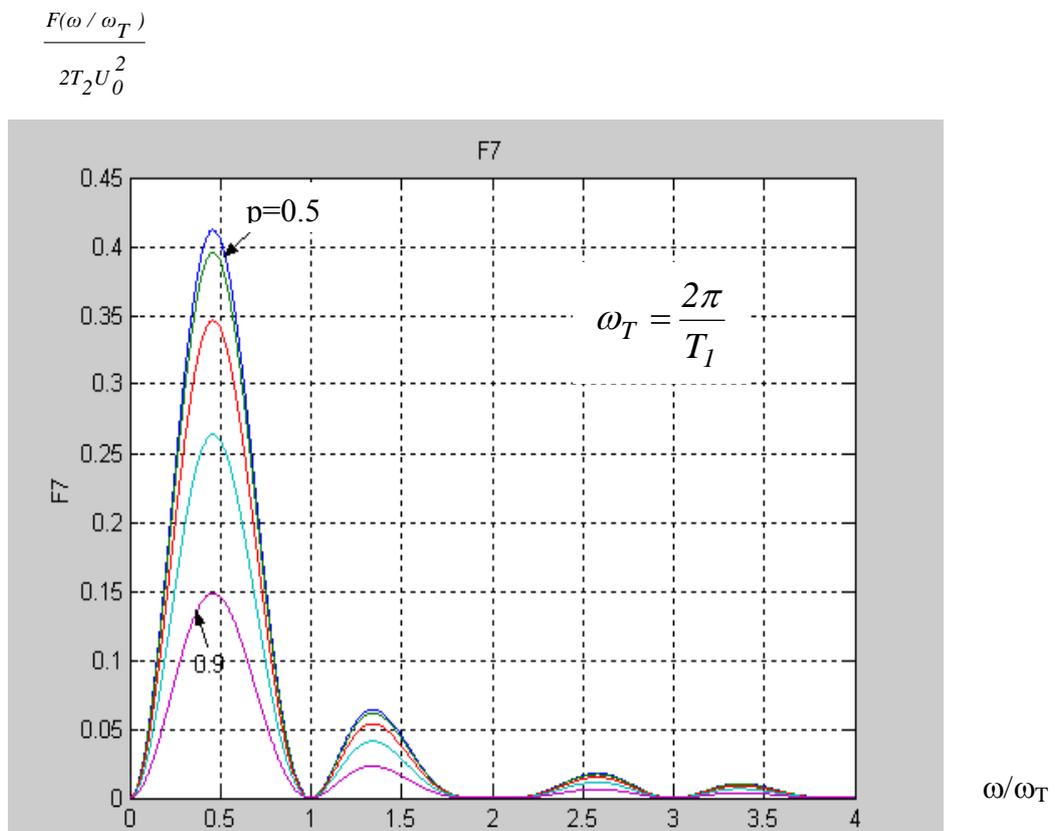


Рис. 3.7. Непрерывная составляющая энергетического спектра абсолютного биимпульсного сигнала второго вида BI-L₂

Для определения энергетического спектра абсолютного биимпульсного сигнала четвертого вида [49], запишем алгоритм его формирования следующим образом [50]:

0;0;0;1;0;0;1;0;1;1;1;1;1;0;1;0;0;0;1;0;0;1;0;1;1;0;1;1;0;1;1;0;0;1;0;0;1;0;0;1;0;1;
1;0;1;1;1;0;1;0;0;0;1;1;1;0;0;0;1;1;1;1;]

- Здесь 1 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1; 1; 1; 0; 0; 0; 0;],
 2 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1; 1; 0; 0; 0; 0; 1;],
 3 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1; 0; 1; 0; 0; 1; 0;],
 4 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 1; 0; 1; 0; 0;],
 5 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 1; 1; 1; 0; 0; 0;],
 6 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1; 0; 0; 0; 0; 1; 1;],
 7 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 0; 0; 1; 0; 1;],
 8 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 1; 0; 1; 0; 0; 1;],
 9 гр-символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 0; 0; 1; 0; 1;],
 10 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 1; 1; 1; 1; 0; 0;],
 11 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0; 1; 1; 0; 1; 0;],
 12 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 1; 1; 1; 1; 0;],
 13 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 1; 0; 1; 1; 0; 1;],
 14 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0; 0; 1; 0; 1; 1;],
 15 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 0; 0; 0; 1; 1; 1;],
 16 гр-символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 0; 1; 1; 1; 1;],
 17 гр-символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1; 1; 1; 0; 0; 0; 0;],

 32 гр-символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 0; 1; 1; 1; 1;],
 33 гр-символ 1, 3-ья позиция в блоке [1; 1; 1; 1; 0; 0; 0; 0;],

 48 гр-символ 0, 3-ья позиция в блоке [0; 0; 0; 0; 1; 1; 1; 1;],

 128 гр-символ 0, 3-ья позиция в блоке [0; 0; 0; 0; 1; 1; 1; 1;].
 $(\lambda^8 - 1)\lambda^{120} = 0$ - характеристическое уравнение

$$\begin{cases} M'P'I = PI' \\ \sum_{j=1}^{128} P_j = I \end{cases} \quad \text{где } I = \underbrace{[1,1,\dots,1]}_{128}.$$

$$PK = \left[\frac{p^4}{8}; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^3q}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; 0; 0; 0; \frac{pq^3}{8}; 0; \right. \\ \frac{p^4}{8}; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^3q}{8}; 0; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; \frac{pq^3}{8}; 0; 0; \frac{p^4}{8}; \frac{p^3q}{8}; 0; \frac{p^3q}{8}; \\ \frac{p^3q}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; \frac{pq^3}{8}; 0; 0; 0; \frac{p^4}{8}; 0; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^3q}{8}; \frac{p^3q}{8}; 0; 0; 0; \\ \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{pq^3}{8}; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; \frac{p^3q}{8}; 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; \\ \frac{p^2q^2}{8}; \frac{pq^3}{8}; \frac{pq^3}{8}; 0; \frac{q}{8}; 0; 0; 0; \frac{p^3q}{8}; 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{pq^3}{8}; \frac{pq^3}{8}; 0; \frac{pq^3}{8}; \\ \frac{q^4}{8}; 0; 0; \frac{p^3q}{8}; 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; 0; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{pq^3}{8}; 0; \frac{pq^3}{8}; \frac{pq^3}{8}; \frac{q^4}{8}; 0; \frac{p^3q}{8}; 0; \\ \left. 0; 0; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; \frac{p^2q^2}{8}; 0; 0; 0; 0; \frac{pq^3}{8}; \frac{pq^3}{8}; \frac{pq^3}{8}; \frac{q^4}{8} \right]$$

$\psi(\lambda) = (\lambda^8 - 1)\lambda^8$ - минимальный многочлен,

Соответственно находим:

$$\{[(M')^8 - E]f(0) + [(M')^9 - M']f'(0) + [(M')^{10} - (M')^2]f''(0) + [(M')^{11} - (M')^3]f'''(0) + \\ + [(M')^{12} - (M')^4]f^{IV}(0) + [(M')^{13} - (M')^5]f^{V}(0) + [(M')^{14} - (M')^6]f^{VI}(0) + [(M')^{15} - (M')^7]f^{VII}(0)\}$$

- непрерывная составляющая (матричное выражение).

$$\text{Здесь } f^\tau(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 - 2\lambda \cos \omega T_2 + \lambda^2)(\lambda^8 - 1)} \right]_{\lambda=0}^{(\tau)} \cdot \frac{1}{(\tau - 1)!} \quad (\tau=0, \dots, 7);$$

τ -производная τ -го порядка

$$KPK' = \frac{1}{2}; \quad KM'PK' = \frac{3 - 4pq}{8}; \quad K(M')^2PK' = \frac{1}{4}; \quad K(M')^3PK' = \frac{1 + 4pq}{8};$$

$$K(M')^4PK' = \frac{pq}{2}; \quad K(M')^5PK' = \frac{1 + 4pq}{8};$$

$$K(M')^6 PK' = \frac{1}{4}; K(M')^7 PK' = \frac{3-4pq}{8}.$$

Исходя из этого, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{BI-L_4 cont} = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot pq(1 - \cos 4\omega T_2), \quad (3.15)$$

где $T_2 = T_1/2$,

T_2 – период следования импульсов линейного сигнала BI-L₄;

T_1 – период следования импульсов исходного двоичного сигнала.

На рис. 3.8 приведена непрерывная составляющая энергетического спектра биимпульсного сигнала BI-L₄.

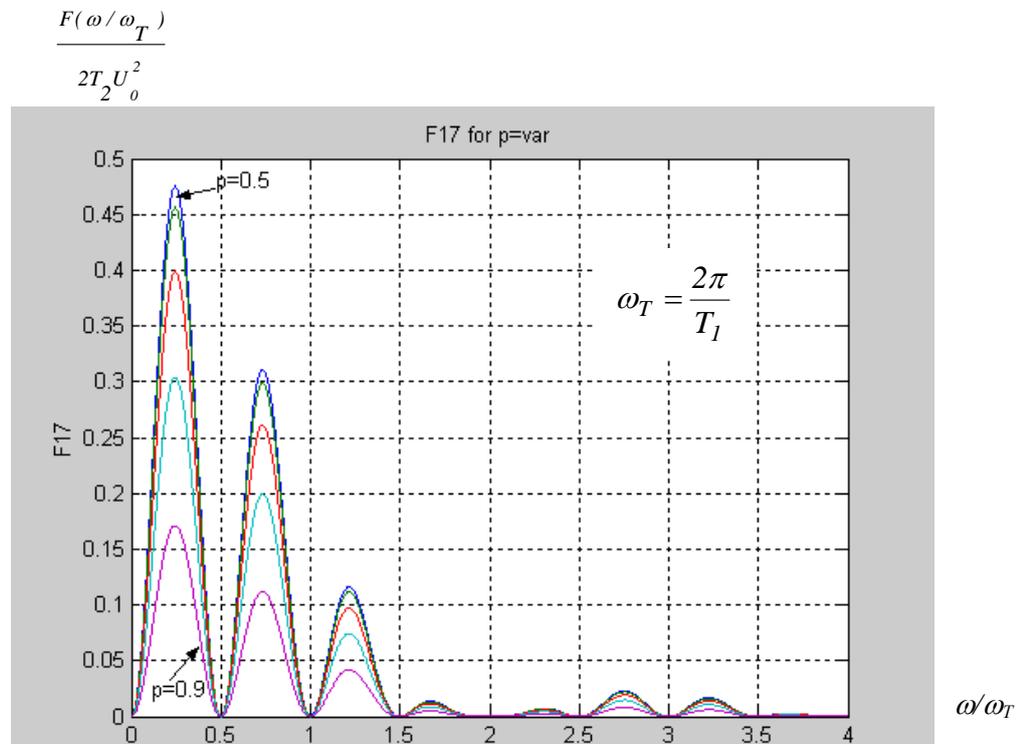


Рис.3.8. Непрерывная составляющая энергетического спектра абсолютного биимпульсного линейного сигнала четвертого вида ($P=0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9$)

Для дискретной составляющей можем записать: $\sum_{\eta=1}^8 Q_{\eta}(M') f(\lambda_{\eta})$ - матричное выражение, где λ_{η} - корень уравнения $\lambda^8 - 1 = 0$ ($\eta=1, \dots, 8$).

$$Q_{\eta}(M') = \frac{\left[\begin{array}{c} (\lambda^8 - I) \\ (\lambda - \lambda_{\eta}) \end{array} \right]_{\lambda \rightarrow M'}}{\left[\begin{array}{c} (\lambda^8 - I) \\ (\lambda - \lambda_{\eta}) \end{array} \right]_{\lambda \rightarrow \lambda_2}} ;$$

$\lambda_{\eta} \rightarrow M'$ означает замену скаляра λ_{η} на матрицу M' .

Таким образом, дискретная составляющая будет иметь вид

$$F_{BI-L_4} d(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \left\{ \frac{3-4pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left[\frac{2\pi}{T_2} \left(\chi \pm \frac{1}{8} \right) \right] + \frac{1}{4} \cdot \sum_{\alpha\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left[\frac{2\pi}{T_2} \left(\chi \pm \frac{1}{4} \right) \right] + \frac{1+4pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left[\frac{2\pi}{T_2} \left(\chi \pm \frac{3}{8} \right) \right] + pq \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left[\frac{2\pi}{T_2} \left(\chi \pm \frac{1}{2} \right) \right] + \frac{1-2pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left[\frac{2\pi\chi}{T_2} \right] \right\}, \quad (3.16)$$

где $T_2 = T_1/2$.

3.2.5. Определение энергетического спектра электронно-фотонного линейного сигнала EP-1 [51]

Алгоритм формирования этого кода приведен во второй главе (рис. 2.3,к): символы «1» исходного линейного кода кодируются поочередно блоками 11 и 00, а символы «0» - блоками 01 либо 10, но так, чтобы первый символ блока не отличался от последнего символа предшествующего блока.

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M электронно-фотонного кода, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & p & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & p & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица – строка, составленная из уровней импульсов каждой группы:

$$K=[1; 0; 1; 1; 0; 0; 1; 0; 0; 0; 1; 1].$$

Здесь: 1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1,1]

2 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0,0]

3 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1,0], следующем за блоком [1,1]

4 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1,0], следующем за блоком [0,0]

5 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0,1], следующем за блоком [1,1]

6 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0,1], следующем за блоком [0,0]

7 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1,1]

8 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0,0]

9 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1,0], следующем за блоком [1,1]

10 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1,0], следующем за блоком [0,0]

11 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0,1], следующем за блоком [1,1]

12 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0,1], следующем за блоком [0,0].

$\lambda^4(\lambda^2-1)(\lambda^2+q)^2[\lambda^2-(q-p)]=0$ - характеристическое уравнение;

$$\lambda_1=1; \lambda_2=-1; \lambda_3=j\sqrt{q}; \lambda_4=-j\sqrt{q}; \lambda_5=j\sqrt{q}; \lambda_6=-j\sqrt{q}; \lambda_7=\sqrt{q-p};$$

$$\lambda_8=-\sqrt{q-p}; \lambda_9=0; \lambda_{10}=0; \lambda_{11}=0; \lambda_{12}=0.$$

$$\begin{cases} pP_8 + pP_{10} + pP_{12} = P_1 \\ pP_7 + pP_9 + pP_{11} = P_2 \\ qP_7 + qP_{11} = P_3 \\ qP_{12} = P_4 \\ qP_9 = P_5 \\ qP_8 + qP_{10} = P_6 \end{cases} \quad \begin{cases} P_1 = P_7 \\ P_2 = P_8 \\ P_3 = P_9 \\ P_4 = P_{10} \\ P_5 = P_{11} \\ P_1 + P_2 + \dots + P_{12} = 1 \end{cases}$$

$$P_1 = \frac{p}{4}; P_2 = \frac{p}{4}; P_3 = \frac{q}{4(1+q)}; P_4 = \frac{q^2}{4(1+q)}; P_5 = \frac{q^2}{4(1+q)}; P_6 = \frac{q}{4(1+q)};$$

$$P_7 = \frac{p}{4}; P_8 = \frac{p}{4}; P_9 = \frac{q}{4(1+q)}; P_{10} = \frac{q^2}{4(1+q)}; P_{11} = \frac{q^2}{4(1+q)}; P_{12} = \frac{q}{4(1+q)};$$

$$PK = \left[\frac{p}{4}; 0; \frac{q}{4(1+q)}; \frac{q^2}{4(1+q)}; 0; 0; \frac{p}{4}; 0; 0; 0; \frac{q^2}{4(1+q)}; \frac{q}{4(1+q)}; \right]$$

$\psi(\lambda) = \lambda^2(\lambda^2 - 1)(\lambda^2 + q)[\lambda^2 - (p - q)]$ - минимальный многочлен

$$\left\{ \frac{(M')^2 [(M')^2 - E] [(M')^2 + q] (M' + \sqrt{q - p})}{(q - p)(-2p)(2q - p)2\sqrt{q - p}} f(\sqrt{q - p}) + \right.$$

$$+ \frac{(M')^2 [(M')^2 - E] [(M')^2 + q] (M' - \sqrt{q - p})}{(q - p)(-2p)(2q - p)(-2\sqrt{q - p})} f(-\sqrt{q - p}) +$$

$$+ \frac{(M')^2 [(M')^2 - E] [(M')^2 - (q - p)] (M' + j\sqrt{q})}{(-q)(-q - 1)(-2q + p)(2j\sqrt{q})} f(j\sqrt{q}) +$$

$$\left. + \frac{(M')^2 [(M')^2 - E] [(M')^2 - (q - p)] (M' - j\sqrt{q})}{(-q)(-q - 1)(-2q + p)(-2j\sqrt{q})} f(-j\sqrt{q}) \right\} -$$

непрерывная составляющая, 1-ая компонента (матричное выражение)

$$\left\{ \frac{[(M')^2 - E] [(M')^2 - (q - p)] [(M')^2 + q]}{q(q - p)} f(0) + \right.$$

$$\left. + \frac{[(M')^2 - E] [(M')^2 - (q - p)M'] [(M')^2 + q] (M' - \sqrt{q - p})}{q(q - p)} f'(0) \right\} -$$

непрерывная составляющая, 2 компонента (матричное выражение).

Здесь $f(0)=1; f'(0)=2\cos\omega T_2$

$$KPK' = \frac{1}{2}; K(M')PK' = \frac{1+q+pq}{4(1+q)}; K(M')^2 = \frac{pq}{2};$$

$$K(M')^3PK' = \frac{1+q-3pq+2pq^2}{4(1+q)}; K(M')^4PK' = \frac{2-2pq-2p^2q^2+2q^3}{4(1+q)};$$

$$K(M')^5PK' = \frac{1+q+3pq-4p^2q^2-2pq^2}{4(1+q)}; K(M')^6PK' = \frac{2pq(3-2p^2q^2+q^3)}{4(1+q)};$$

$$K(M')^7PK' = \frac{1+q^2-2p^4q+6p^3q^2}{4(1+q)}.$$

Т. о. непрерывная составляющая имеет вид:

$$F_{EP-1 \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4(1+q)} \times \left\{ \frac{(1-q-q^2+5q^3) + (3-3q+5q^2-q^3)\cos\omega T_2 + (8q-4q^3)\cos^2\omega T_2}{[q^2 - (q-p)\cos^2\omega T_2] \cdot (p^2 + 4q\cos^2\omega T_2)} - \frac{4(1-q+q^2)\cos^3\omega T_2 + 8q\cos^4\omega T_2}{4(1+q)} \right\} \quad (3.17)$$

где $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Соответственно для дискретной составляющей можем записать:

$$\left\{ \frac{(M')^7 - (M')^6 + p(M')^5 - p(M')^4 - q(q-p)(M')^3 + q(q-p)(M')^2}{-4p(1+q)} f(-1) + \frac{(M')^7 + (M')^6 + p(M')^5 + p(M')^4 - q(q-p)(M')^3 - q(q-p)(M')^2}{4p(1+q)} f(1) \right\} -$$

дискретная составляющая (матричное выражение).

Т. о. дискретная составляющая будет иметь вид:

$$F_{EP-1 d}(\omega) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right), \quad (3.18)$$

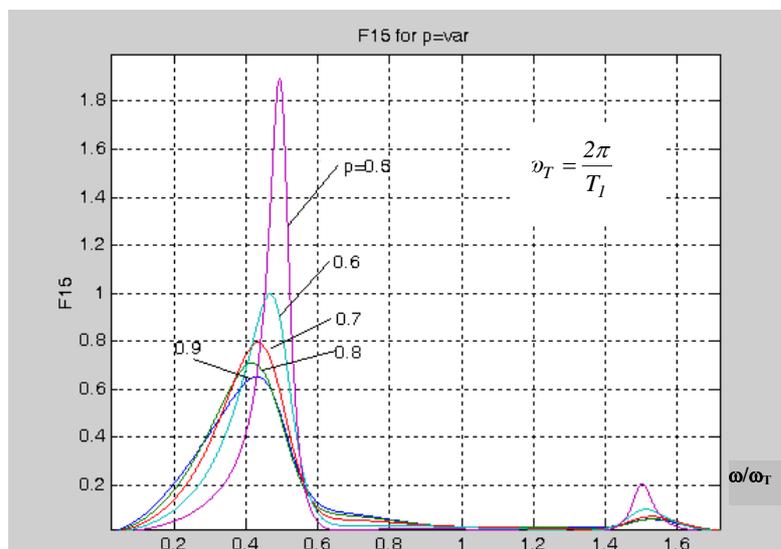
т. к. $K[(M')^7 - (M')^6 + p(M')^5 - p(M')^4 - q(q-p)(M')^3 + q(q-p)(M')^2]PK' = 0$

и $K[(M')^7 - (M')^6 - p(M')^5 + p(M')^4 - q(q-p)(M')^3 - q(q-p)(M')^2]PK' = \frac{1}{4}$.

На рис.3.9,а приведёна непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала EP-1, ($\tau_0=T$), а на рис. 3.9,б – увеличенный фрагмент этой

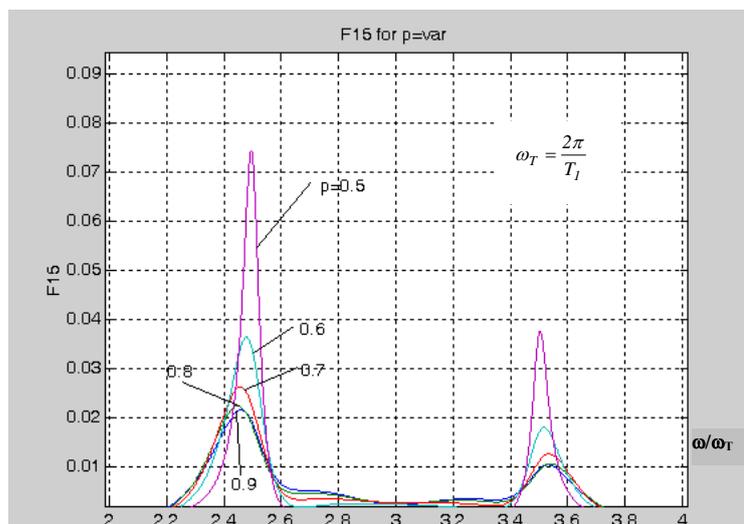
кривой для $\frac{\omega}{\omega_T} = 2 \div 4$.

$$\frac{F_{EP1 \text{ cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



а)

$$\frac{F_{EP1 \text{ cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



б)

Рис. 3.9. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра электронно-фотонного сигнала EP-1; б) увеличенный фрагмент кривой для $\omega/\omega_T=2\div 4$

3.2.6. Расчет энергетического спектра электронно–фотонного линейного сигнала EP-2

Алгоритм формирования линейного сигнала EP-2 был приведён в гл.2 (рис.2.3,л).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M электронно-фотонного линейного сигнала EP-2, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & B \\ 0 & 0 & B & 0 \\ E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

где E – единичная матрица 4x4; 0 – нулевая матрица 4x4;

$$B = \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & p \\ q & 0 & 0 & q \\ 0 & p & p & 0 \\ 0 & q & q & 0 \end{bmatrix};$$

$$K = [1; 1; 0; 0; 0; 1; 1; 0; 1; 0; 0; 1; 0; 0; 1; 1;]$$

Решение системы $M'PI' = PI'$, где $P = \{P_1, \dots, P_{16}\}$ и $I = [\underbrace{1, \dots, 1}_{16}]$,

будет иметь вид:

$$P_1 = \frac{p}{8}; P_2 = \frac{q}{8}; P_3 = \frac{p}{8}; P_4 = \frac{q}{8}; P_5 = \frac{p}{8}; P_6 = \frac{q}{8}; P_7 = \frac{p}{8}; P_8 = \frac{q}{8};$$

$$P_9 = \frac{p}{8}; P_{10} = \frac{q}{8}; P_{11} = \frac{p}{8}; P_{12} = \frac{q}{8}; P_{13} = \frac{p}{8}; P_{14} = \frac{q}{8}; P_{15} = \frac{p}{8}; P_{16} = \frac{q}{8}.$$

Соответственно:

$$PK' = [\frac{p}{8}; \frac{q}{8}; 0; 0; 0; \frac{q}{8}; \frac{p}{8}; 0; \frac{p}{8}; 0; 0; \frac{q}{8}; 0; 0; \frac{p}{8}; \frac{q}{8};]$$

$\lambda^8(\lambda^4 - 1)[\lambda^4 - (q-p)^2] = 0$ - характеристическое уравнение

1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1], следующем за блоком [0; 1];

2 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0], следующем за блоком [0; 0];

3 гр – символ 0, 4-ая позицию в блоке [0; 0], следующем за блоком [1; 0].

4 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1], следующем за блоком [1; 1];
 5 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0], следующем за блоком [0; 1];
 6 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0], следующем за блоком [1; 1];
 7 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1], следующем за блоком [1; 0];
 8 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1], следующем за блоком [0; 0];
 9 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1], следующем за блоком [0; 1];
 10 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 1], следующем за блоком [0; 0];
 11 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0], следующем за блоком [1; 0];
 12 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 0], следующем за блоком [1; 1];
 13 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0], следующем за блоком [0; 1];
 14 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 1], следующем за блоком [1; 1];
 15 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1], следующем за блоком [1; 0];
 16 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 0], следующем за блоком [0; 0];
 $\psi(\lambda) = \lambda^4 (\lambda^4 - 1) [\lambda^4 - (q-p)^2]$ - минимальный многочлен.

Соответственно:

$$\begin{aligned} & (M')^4 [(M')^4 - 1] [(M')^2 + (q-p)] [(M') + \sqrt{q-p}] f(\sqrt{q-p}) + \\ & + (M')^4 [(M')^4 - 1] [(M')^2 + (q-p)] [(M') - \sqrt{q-p}] f(-\sqrt{q-p}) + \\ & + (M')^4 [(M')^4 - 1] [(M')^2 - (q-p)] [(M') + j\sqrt{q-p}] f(j\sqrt{q-p}) + \\ & + (M')^4 [(M')^4 - 1] [(M')^2 - (q-p)] [(M') - j\sqrt{q-p}] f(-j\sqrt{q-p}) - \end{aligned}$$

непрерывная составляющая энергетического спектра, I компонента (матричное выражение).

$$[(M')^4 - 1] [(M')^4 - (q-p)^2] f(0) + [(M')^4 - 1] [(M')^4 - (q-p)^2] \frac{(M')^2}{2!} f'(0) + [(M')^4 - 1]$$

$$[(M')^4 - (q-p)^2] (M')^2 {}_2 f''(0) + [(M')^4 - 1] [(M')^4 - (q-p)^2] \frac{(M')^2}{3!} f'''(0) - \text{непрерывная}$$

составляющая энергетического спектра, II компонента (матричное выражение).

Здесь:

$$f(\lambda) = \frac{1 - \lambda^2}{1 - 2\lambda \cos \omega T_2 + \lambda^2};$$

$$f^i(0) = \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{[1 - 2\lambda \cos \omega T + \lambda^2] \psi(\lambda) / \lambda^4} \right\}_{\lambda=0}^{(i)}$$

где (i) означает i -ую производную по λ от выражения в фигурных скобках.

Учитывая, что

$$KPK' = \frac{1}{2}; \quad K(M')PK' = \frac{1}{4}; \quad K(M')^2PK' = \frac{pq}{2}; \quad K(M')^3PK' = \frac{1 + pq(q-p)}{4};$$

$$K(M')^4PK' = \frac{1 + (q-p)^2}{4}; \quad K(M')^5PK' = \frac{1 - pq(q-p)}{4};$$

$$K(M')^6PK' = \frac{pq[2 + (q-p)^2]}{2}; \quad K(M')^7PK' = \frac{1 + pq(q-p)^3}{4};$$

$$K(M')^8PK' = \frac{1 + (q-p)^4}{4}; \quad K(M')^9PK' = \frac{1 - pq(q-p)^3}{4};$$

$$K(M')^{10}PK' = \frac{pq[2 + 2(q-p)^2 + (q-p)^4]}{2}; \quad K(M')^{11}PK' = \frac{1 + pq(q-p)^5}{4},$$

получаем для непрерывной составляющей:

$$F_{EP-2 \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{1}{4} \times \left\{ \frac{1 - (q-p)^4 + 2pq(q-p)(\cos 3\omega T_2 - \cos 5\omega T_2) - 4pq[1 + (q-p)^2] \cos 2\omega T_2}{1 - 2(q-p)^2 \cos 4\omega T_2 + (q-p)^4} \right\} \quad (3.19)$$

где $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

На рис. 3.10 приведена непрерывная составляющая энергетического спектра электронно-фотонного линейного сигнала EP-2 ($\tau_0 = T$).

$$\frac{F_{EP-2 \text{ cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_2 U_0^2}$$

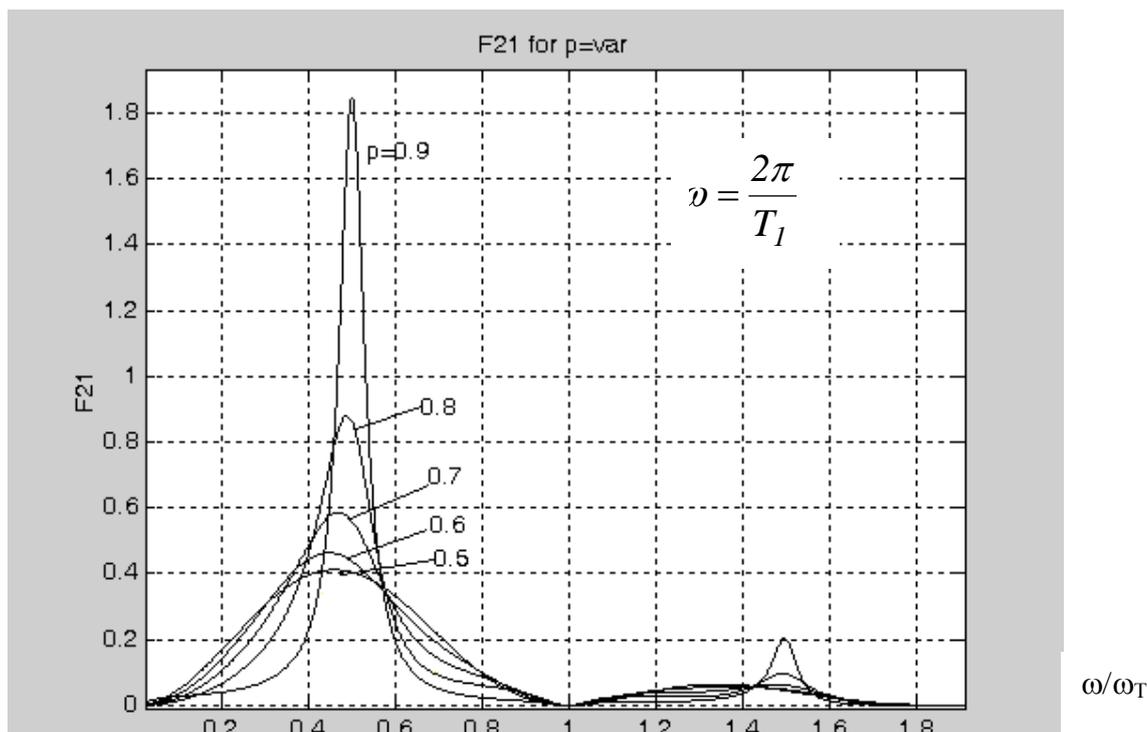


Рис. 3.10. Энергетический спектр электронно-фотонного линейного кода EP-2

Для дискретной составляющей энергетического спектра можем записать:
 $(M')^4 [(M')^4 - (q-p)^2] [(M')^2 + 1] [(M') + 1] f(1) + (M')^4 [(M')^4 - (q-p)^2] [(M')^2 + 1] [(M') - 1] \times$
 $\times f(-1) + (M')^4 [(M')^4 - (q-p)^2] [(M')^2 - 1] [(M') + j] f(j) + (M')^4 [(M')^4 - (q-p)^2] [(M')^2 - 1] \times$
 $\times [(M') - j] f(-j)$ - (матричное выражение).

Соответственно дискретная составляющая будет иметь вид

$$F_{EP-2 d}(\omega) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right), \quad (3.20)$$

где $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

3.2.7. Расчёт энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера [52]

Диаграмма и граф формирования кода Миллера показаны соответственно на рис. 2,3,м и 2,4,д (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M кода Миллера, имеет вид

$$M' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Матрица-строка, составленная из уровней импульсов каждой группы,
 $K = [1; 0; 1; 0; 1; 0; 0; 1]$.

Здесь:

1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1];

2 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0];

3 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0];

4 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1];

5 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1];

6 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0];

7 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0];

8 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1].

$\lambda^2(\lambda^2 - 1)(\lambda^4 + \lambda^2 + 2pq) = 0$ – характеристическое уравнение.

Находим собственные значения:

$$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = -1; \lambda_3 = \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 - 8pq}}{2}}; \lambda_4 = -\sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 - 8pq}}{2}}; \lambda_5 = \sqrt{\frac{-1 - \sqrt{1 - 8pq}}{2}};$$

$$\lambda_6 = -\sqrt{\frac{-1 - \sqrt{1 - 8pq}}{2}}; \lambda_7 = 0; \lambda_8 = 0.$$

Для определения вектора финальной вероятности решаем систему линейных алгебраических уравнений:

$$\left(\begin{array}{l} qP_6 + qP_8 = P_1 \\ qP_5 + qP_7 = P_2 \\ pP_5 + pP_8 = P_3 \\ pP_6 + pP_7 = P_4 \\ P_1 = P_5 \\ P_2 = P_6 \\ P_3 = P_7 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 = 1 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} P_1 = q/4; \quad P_2 = q/4; \\ P_3 = p/4; \quad P_4 = p/4; \\ P_5 = q/4; \quad P_6 = q/4; \\ P_7 = p/4; \quad P_8 = p/4. \end{array}$$

$$PK = [q/4; 0; p/4; 0; q/4; 0; 0; p/4];$$

$\lambda^2(\lambda^2-1)(\lambda^4+\lambda^2+2pq)$ – минимальный многочлен

Непрерывная составляющая, I компонента (матричное выражение):

$$\sum_{j=3}^6 \frac{[(M')^2 - (M')^4] [(M')^3 + \lambda_j(M')^2 + (1 + \lambda_j^2)M' + \lambda_j(1 + \lambda_j^2)]}{2\lambda_j^3(1 + 2\lambda_j^2) [(1 + \lambda_j^2) - 2\lambda_j \cos \omega T_2]}$$

$$\left(\sum_{j=3}^6 \lambda_j = 0; \quad \prod_{j=3}^6 \lambda_j = 2pq \right).$$

Непрерывная составляющая, II компонента (матричное выражение):

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{(M')^6 - (1 - 2pq)(M')^2 - 2pq}{-2pq} \right] f(0) + \quad f(0) = 1 \\ + \left[(M')^7 - (1 - 2pq)(M')^3 - 2pqM' \right] f'(0); \quad f'(0) = \frac{-2 \cos \omega T}{2pq}. \end{array} \right.$$

$$\text{Здесь: } f'(0) = \left[(1 - \lambda)/(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_2) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^2} \right]_{\lambda=0}'.$$

$$K(M')^7 PK' = \frac{pq(1 + 6pq) + q^3(1 - 2pq) + p(1 - 3pq) + 2p^4q}{4},$$

$$K(M')^6 PK' = \frac{2pq(3 - 2pq)}{4}, \quad K(M')^5 PK' = \frac{1 + pq + 2pq^3}{4},$$

$$K(M')^4 PK' = \frac{2(1 - 2pq)}{4}, \quad K(M')^3 PK' = \frac{1 - 2pq - pq(q - p)}{4},$$

$$K(M')^2 PK' = \frac{2pq}{4}, \quad KM'PK' = \frac{1 + pq}{4}, \quad KPK' = \frac{1}{2}.$$

Соответственно:

$$K \left[\frac{(M')^6 - (1 - 2pq)(M')^2 - 2pq}{-2pq} \right] PK' = 0,$$

$$K \left[(M')^7 - (1 - 2pq)(M')^3 - 2pq \right] PK' = 0.$$

и II компонента непрерывной составляющей отсутствует.

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{Мил. конт}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2 pq}{T_2} \cdot \frac{(1 - 3pq) + [(2 - 4pq) + (1 - pq)(q - p)] \cos \omega T_2 + 4pq \cos^2 \omega T_2 - 2[(1 - 2pq) + (q - p)] \cos^3 \omega T_2 + 8pq \cos^4 \omega T_2}{p^2 q^2 + (1 - 6pq) \cos^2 \omega T_2 + (3.21)}$$

где $T_2 = T_1/2$, τ_0 и U_0 – соответственно длительность и амплитуда элементарного импульса линейного сигнала Миллера; T_2 – длительность тактового интервала линейного сигнала по алгоритму Миллера; T_1 – длительность тактового интервала исходной двоичной последовательности.

Дискретная составляющая (матричное выражение) имеет вид

$$\frac{(M')^7 + (M')^6 + (M')^5 + (M')^4 + 2pq(M')^3 + 2pq(M')^2}{4(1 + pq)} f(1) +$$

$$+ \frac{(M')^7 - (M')^6 + (M')^5 - (M')^4 + 2pq(M')^3 - 2pq(M')^2}{-4(1 + pq)} f(-1).$$

Здесь:

$$K \left[\frac{(M')^7 + (M')^6 + (M')^5 + (M')^4 + 2pq(M')^3 + 2pq(M')^2}{4(1 + pq)} \right] PK' = \frac{1}{4},$$

$$K \left[\frac{(M')^7 - (M')^6 + (M')^5 - (M')^4 + 2pq(M')^3 - 2pq(M')^2}{-4(1 + pq)} \right] PK' = 0.$$

Соответственно для дискретной составляющей получаем:

$$F_{Мил. д}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right), \quad (3.22)$$

где $T_2 = T_1/2$.

Напомним, что здесь и далее передаваемые в линию символы представляют собой импульсы прямоугольной формы, энергетический спектр которых:

$$|g(\omega \tau_0)|^2 = \left(\frac{\sin(\omega T_2/2)}{\omega T_2/2} \right)^2 = \frac{2(1 - \cos \omega T_2)}{\omega T_2^2}. \quad (3.23)$$

С учётом этого момента и нормировки на $(2T_2 \cdot U_0^2)$ на рис.3.11 построена непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера ($\tau_0=T$).

$$\frac{F_{\text{Мил.онт}}(\omega/\omega_T)}{2T_2U_0^2}$$

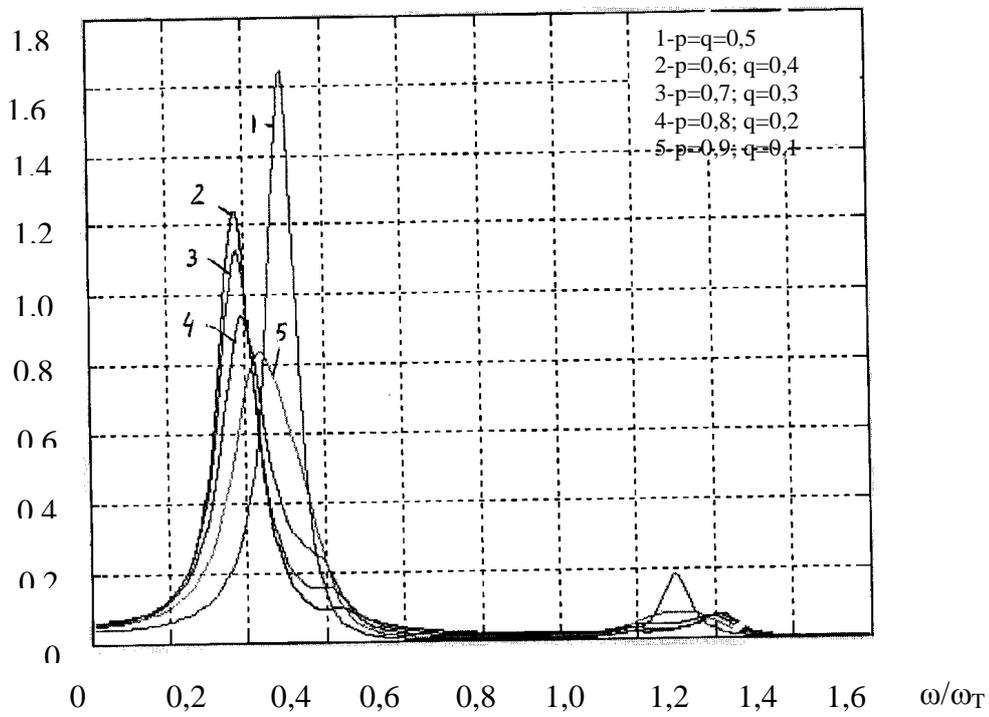


Рис. 3.11. Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера

3.2.8. Определение энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Радева-Стоянова [53]

Диаграмма и граф формирования кода Радева-Стоянова показаны соответственно на рис. 2.3,о и 2.4,ж (гл. 2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M кода Радева-Стоянова, имеет вид

$$M' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Матрица-строка, составленная из уровней импульсов каждой группы,
 $K=[1; 0; 1; 0; 1; 0; 0; 1]$.

Здесь:

1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1];

2 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0];

3 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0];

4 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1];

5 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1];

6 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0];

7 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0];

8 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1].

Вычисление энергетического спектра будем осуществлять по методике,
 изложенной выше:

$\lambda^2(\lambda^2-1)(\lambda^4+\lambda^2+1-2pq)=0$ – характеристическое уравнение.

Соответствующие значения определяются выражениями:

$$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = -1; \lambda_3 = \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{-3 + 8pq}}{2}}; \lambda_4 = -\sqrt{\frac{-1 + \sqrt{-3 + 8pq}}{2}};$$

$$\lambda_5 = \sqrt{\frac{-1 - \sqrt{-3 + 8pq}}{2}}; \lambda_6 = -\sqrt{\frac{-1 - \sqrt{-3 + 8pq}}{2}}; \lambda_7 = 0; \lambda_8 = 0 - \text{корни уравнения.}$$

Для определения вектора финальной вероятности решаем систему
 линейных алгебраических уравнений:

$$\left(\begin{array}{l} qP_6 + qP_8 = P_1 \\ qP_5 + qP_7 = P_2 \\ pP_5 + pP_8 = P_3 \\ pP_6 + pP_7 = P_4 \\ P_1 = P_5 \\ P_2 = P_6 \\ P_3 = P_7 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 = 1 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} P_1 = \frac{1-pq(1+q)}{2(3-2pq)}; \quad P_2 = \frac{1-pq(1+p)}{2(3-2pq)}; \\ P_3 = \frac{q(1+p^2)}{2(3-2pq)}; \quad P_4 = \frac{p(1+q^2)}{2(3-2pq)}; \\ P_5 = P_1; \quad P_6 = P_2; \\ P_7 = P_3; \quad P_8 = P_4. \end{array}$$

$$PK = \left[\frac{1-pq(1+q)}{2(3-2pq)}; 0; \frac{q(1+p^2)}{2(3-2pq)}; 0; \frac{1-pq(1+q)}{2(3-2pq)}; 0; 0; \frac{p(1+q^2)}{2(3-2pq)} \right]$$

$\lambda^2(\lambda^2-1)(\lambda^4+\lambda^2+1-2pq)=0$ – минимальный многочлен.

Непрерывная составляющая, I компонента (матричное выражение):

$$\sum_{j=3}^6 \frac{[(M')^2 - (M')^4] [(M')^3 + \lambda_j(M')^2 + (1+\lambda_j^2)M' + \lambda_j(1+\lambda_j^2)]}{2\lambda_j^3(1+2\lambda_j^2)[(1+\lambda_j^2)-2\lambda_j \cos \omega T_2]}$$

$$\left(\sum_{j=3}^6 \lambda_j = 0; \prod_{j=3}^6 \lambda_j = 1-2pq \right)$$

Непрерывная составляющая, II компонента (матричное выражение):

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{(M')^6 - 2pq(M')^2 - (1-2pq)}{-(1-2pq)} \right] f(0) + f(0) = 1 \\ + \left[(M')^7 - 2pq(M')^3 - (1-2pq)M' \right] f'(0); \quad f'(0) = \frac{-2 \cos \omega T_2}{(1-2pq)}. \end{array} \right.$$

Здесь:

$$f'(0) = \left[(1-\lambda)/(1+\lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_2) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^2} \right]_{\lambda=0}' ,$$

$$\begin{aligned}
K(M')^7 PK' &= \frac{2 - pq[6 - 11pq + 6p^2q^2 + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
K(M')^6 PK' &= \frac{3 - pq[7 - 5pq + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
K(M')^5 PK' &= \frac{2 - pq[5pq - 2p^2q^2 + (q - p)(1 + pq)]}{2(3 - 2pq)}, \\
K(M')^4 PK' &= \frac{1 - pq[-2 + 4pq + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
K(M')^3 PK' &= \frac{-pq[-3 + 2pq + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
K(M')^2 PK' &= \frac{1 - pq[2 - 2pq + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
KM'PK' &= \frac{2 - pq[2 - pq - (q - p)]}{2(3 - 2pq)}, \\
KPK' &= \frac{3 - pq[2 + (q - p)]}{2(3 - 2pq)}.
\end{aligned}$$

Таким образом, непрерывная составляющая в общей форме имеет вид:

$$\begin{aligned}
F_{P-Cm \text{ cont}}(\omega) &= \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{(1 - 2pq)(3 - 2pq)} \cdot \left\{ \frac{[(1 - 2pq)^2(2 - 3pq)] +}{(1 - 2pq)^2 -} \right. \\
&+ \frac{(1 - 2pq)[2(3 - 7pq) - pq(q - p) - 2pq(q - p)^2] \cos \omega T_2 + 4pq(2 - 3pq) \cos^2 \omega T_2 -}{-8(1 - 3pq) \cos^2 \omega T_2} \\
&- \frac{4[2 - 8pq + 5p^2q^2 - pq(1 - 2pq)(q - p) - pq(2 - pq)(q - p)^2] \cos^3 \omega T_2 +}{+16(1 - 2pq) \cos^4 \omega T_2} \\
&\left. + \frac{(1 - pq)(q - p)^2}{2} \right\}.
\end{aligned} \quad (3.24)$$

При $p=0,5$

$$\begin{aligned}
F_{P-Cm \text{ cont}}(\omega) &= F_{\text{Миллер cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0}{T_2} \frac{1}{4} \times \\
&\times \frac{1 + 4 \cos \omega T_2 + 4 \cos^2 \omega T_2 - 4 \cos^3 \omega T_2}{1 - 8 \cos^2 \omega T_2 + 32 \cos^4 \omega T_2},
\end{aligned} \quad (3.25)$$

где $T_2 = T_1/2$, τ_0 и U_0 – соответственно длительность и амплитуда элементарного импульса линейного сигнала; T_2 – длительность тактового интервала линейного

сигнала по алгоритму Радева-Стойнова; T_1 – длительность тактового интервала исходной двоичной последовательности.

$$\frac{(M')^7 + (M')^6 + (M')^5 + (M')^4 + (1 - 2pq)(M')^3 + (1 - 2pq)(M')^2}{2(3 - 2pq)} f(1) +$$

$$+ \frac{(M')^7 - (M')^6 + (M')^5 - (M')^4 + (1 - 2pq)(M')^3 - (1 - 2pq)(M')^2}{2(3 - 2pq)} f(-1)$$

- дискретная составляющая
(матричное выражение)

Соответственно для дискретной составляющей получаем:

$$F_{P-Cm\ d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \left\{ \frac{4 - 3pq - 2p^2q^2 - pq(3 + pq)(q - p)}{2(3 - 2pq)^2} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{(1 - 6pq + 9p^2q^2 - 4p^3q^3) + p^2q^2(q - p)}{2(3 - 2pq)^2} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right\},$$

(3.26)

где $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

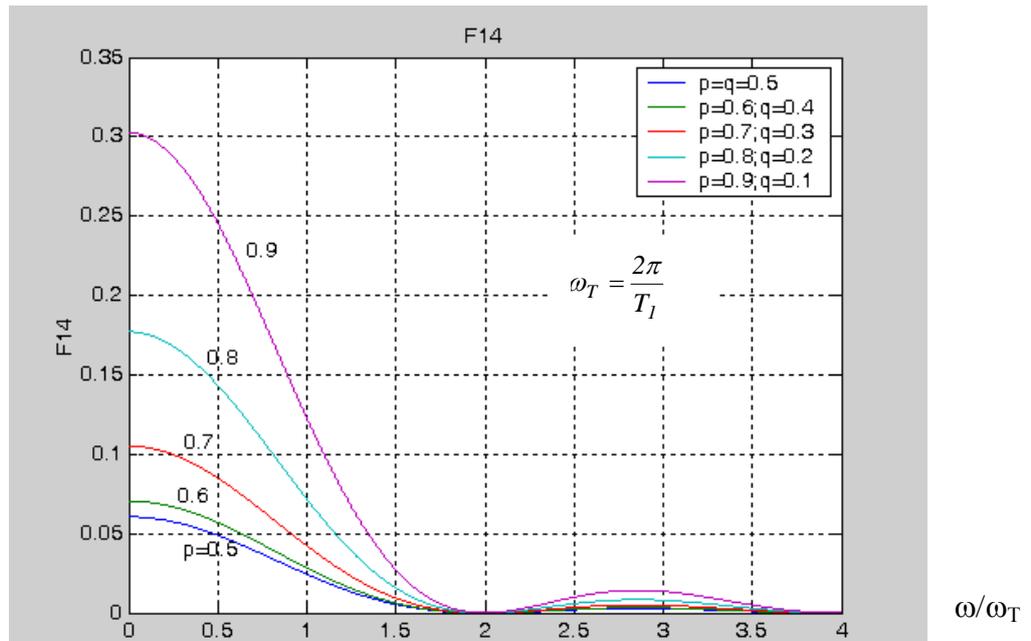
При $p=0,5$

$$F_{P-Cm\ d}(\omega) = F_{Миллер\ d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right).$$

(3.27)

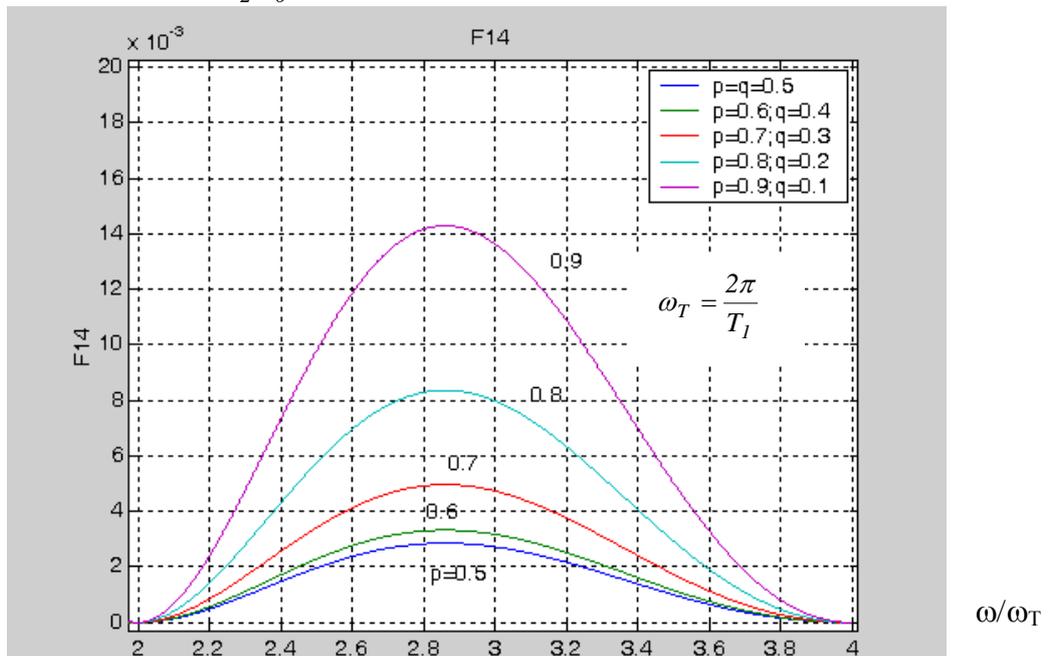
На рис.3.12. представлена непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова.

$$\frac{F_{P-Cm\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



а)

$$\frac{F_{P-Cm \text{ cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



б)

Рис. 3.12. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова
 б) увеличенный фрагмент для $\omega/\omega_T=2-4$

3.2.9. Расчет энергетических спектров относительных

линейных сигналов VI-M и VI-S [54]

Алгоритмы формирования относительных линейных кодов VI-M и VI-S приведены соответственно на рис.2.3,з,и и рис.2.4,в,г (гл.2). Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода VI-M, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$K = [1; 0; 0; 1; 1; 1; 0; 0]$$

1гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1]

2гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1]

3гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0]

4гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0]

5гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1]

6гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 0]

7гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0]

8гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0].

$\lambda^4(\lambda^2-1)(\lambda^2+q-p)=0$ – характеристическое уравнение

$$\lambda_1=1; \quad \lambda_2=-1; \quad \lambda_3=\sqrt{p-q};$$

$$\lambda_4=-\sqrt{p-q}; \quad \lambda_5=0; \quad \lambda_6=0; \quad \lambda_7=0; \quad \lambda_8=0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} qP_7 + qP_8 = P_1 \\ pP_5 + pP_6 = P_2 \\ qP_5 + qP_6 = P_3 \\ pP_7 + pP_8 = P_4 \\ P_1 = P_5 \\ P_2 = P_6 \\ P_5 = P_7 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 = 1 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} P_1 = \frac{q}{4}; \quad P_2 = \frac{p}{4}; \quad P_3 = \frac{q}{4}; \\ P_4 = \frac{p}{4}; \quad P_5 = \frac{q}{4}; \quad P_6 = \frac{p}{4}; \\ P_7 = \frac{q}{4}; \quad P_8 = \frac{p}{4}. \end{array}$$

$$PK = \left[\frac{q}{4}; 0; 0; \frac{p}{4}; \frac{q}{4}; \frac{p}{4}; 0; 0 \right]$$

$\lambda^2(\lambda^2 - 1)(\lambda^2 + q - p)$ – минимальный многочлен

$$\frac{[(M')^4 - (M')^2] (M' + \sqrt{p-q})}{-4q(p-q)\sqrt{p-q}} f(\sqrt{p-q}) + \frac{[(M')^4 - (M')^2] (M' - \sqrt{p-q})}{4q(p-q)\sqrt{p-q}} f(-\sqrt{p-q})$$

- непрерывная составляющая I компонента (матричное выражение).

$$\left. \begin{array}{l} \left[\frac{[(M')^4 - 2p(M')^2 + (p-q)]}{(p-q)} f(0) + \right. \\ \left. + [(M')^5 - 2p(M')^3 + (p-q)(M')] f'(0) \right] \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} f(0) = 1 \\ f'(0) = \frac{2 \cos \omega T_2}{p-q} \end{array}$$

- непрерывная составляющая, II компонента (матричное выражение)

Здесь:

$$K(M')^5 PK' = \frac{q + 4p^2q}{4}$$

$$K(M')^4 PK' = \frac{2 - 4pq}{4}$$

$$K(M')^3 PK' = \frac{q + 2pq}{4}$$

$$K(M')^2 PK' = \frac{2p}{4}$$

$$K(M') PK' = \frac{q}{4}; \quad KPK' = \frac{1}{2}$$

$$\left. \begin{array}{l} f'(0) = \\ = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_2) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^2}} \right]'_{\lambda=0} \end{array} \right\}$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$P_{VI-M \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{p^2 - (p-q)\cos^2 \omega T_2}, \quad (3.28)$$

где $T_2 = T_1/2$.

$$\begin{aligned} & \frac{(M')^5 + (M')^4 + (q-p)(M')^3 + (q-p)(M')^2}{4q} f(1) + \\ & + \frac{(M')^5 - (M')^4 + (q-p)(M')^3 - (q-p)(M')^2}{-4p} f(-1) \end{aligned}$$

- дискретная составляющая (матричное выражение).

Здесь

$$K \left[\frac{(M')^5 + (M')^4 + (q-p)(M')^3 + (q-p)(M')^2}{4q} \right] \cdot PK' = \frac{1}{4}$$

$$K \left[\frac{(M')^5 - (M')^4 + (q-p)(M')^3 - (q-p)(M')^2}{-4p} \right] \cdot PK' = \frac{1}{8}$$

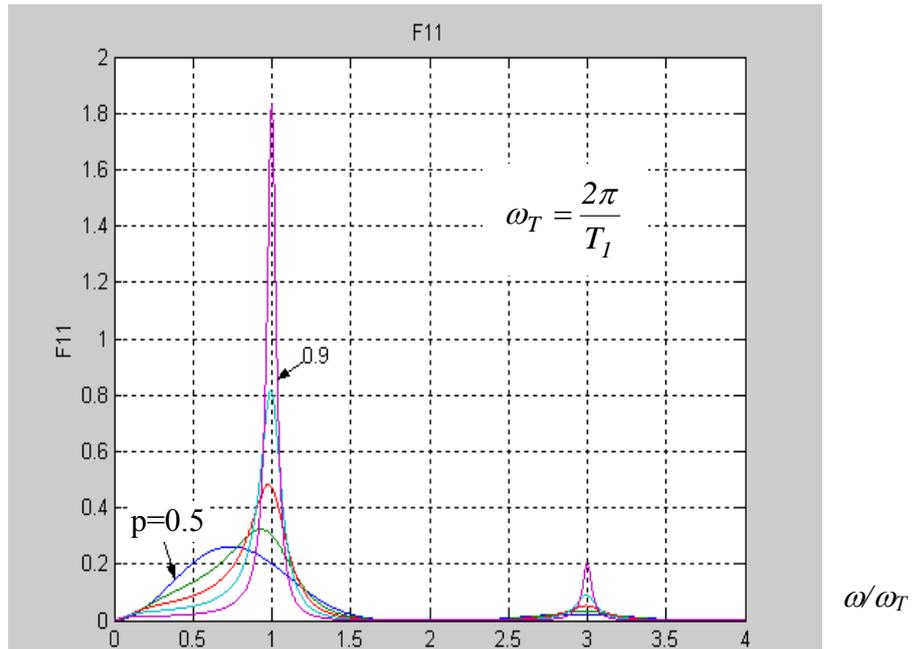
Соответственно для дискретной составляющей получаем:

$$F_{VI-M \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \left[\frac{1}{8} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (3.29)$$

где $T_2 = T_{1/2}$.

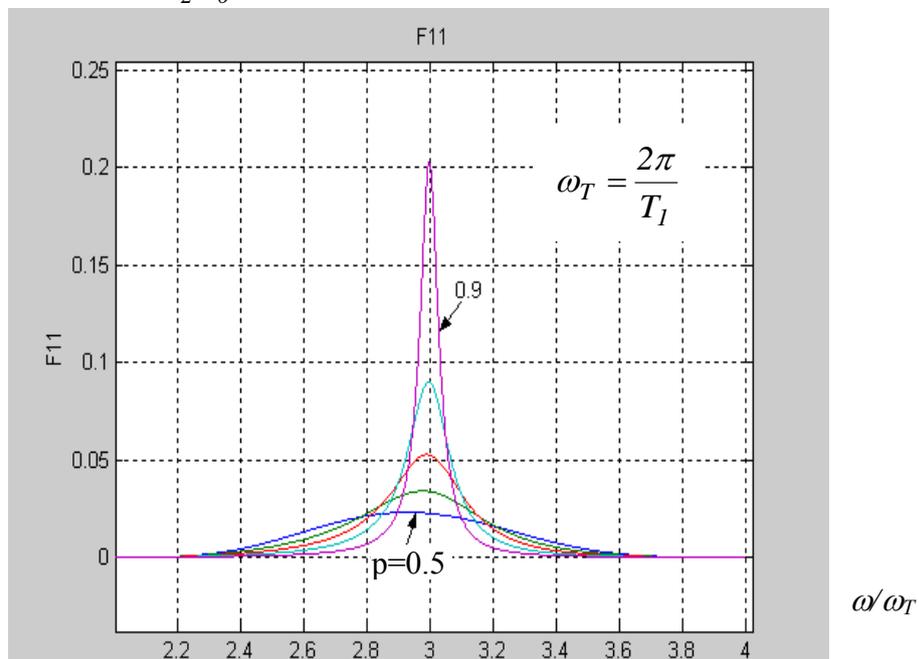
На рис. 3.13 а) приведена непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала VI-M (при $p=0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9$); б) увеличенный фрагмент в диапазоне $\omega/\omega_T = 2 \div 4$.

$$\frac{F_{BI-M \text{ cont}}(\omega/\omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



a)

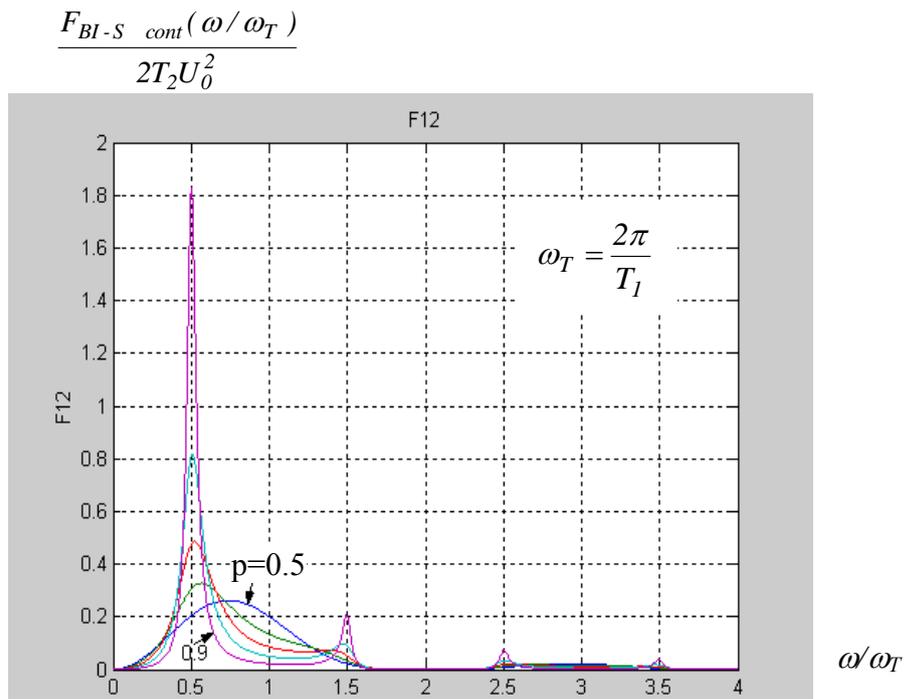
$$\frac{F_{BI-M \text{ cont}}(\omega/\omega_T)}{2T_2U_0^2}$$



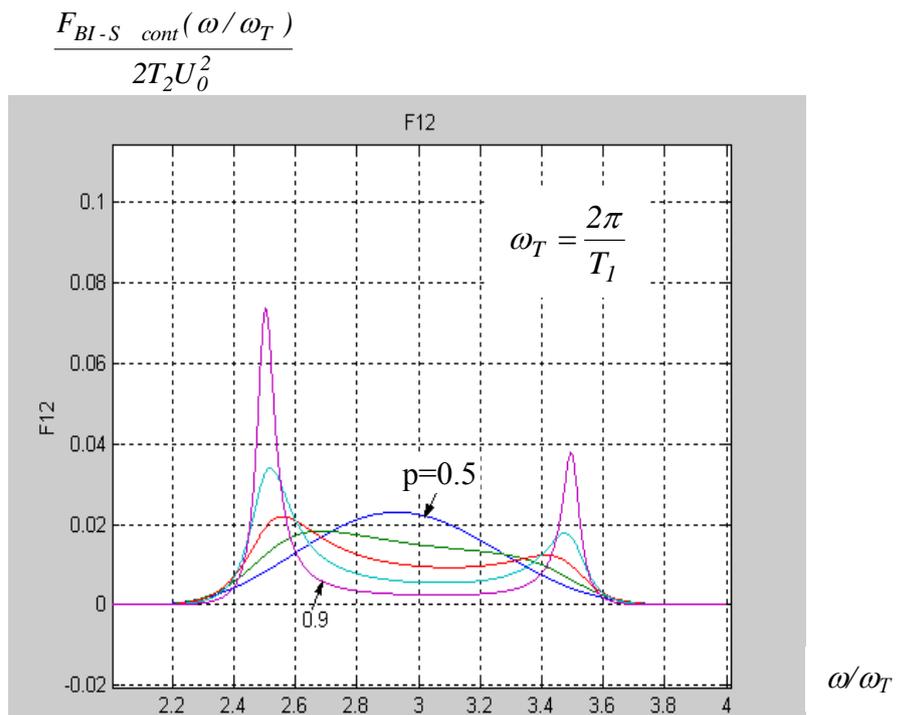
б)

Рис. 3.13. а). Непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала BI-M, (τ_0-T)

б) увеличенный фрагмент кривой в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$



a)



б)

Рис. 3.14. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала BI-S,

б) увеличенный фрагмент кривой в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$

Аналогично можно рассчитать энергетический спектр относительного линейного сигнала типа VI-S (см. приложение 4). Непрерывная составляющая энергетического спектра сигнала VI-S имеет вид (П.4.1)

$$F_{VI-S \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{q^2 - (q-p)\cos^2 \omega T_2}; \quad (3.30)$$

а дискретная составляющая энергетического спектра этого кода (П.4.2):

$$F_{VI-S \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \left[\frac{1}{8} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (3.31)$$

где $T_2 = T_1/2$.

Из сопоставления выражений для непрерывных составляющих энергетических спектров сигналов VI-M и VI-S (3.28 и 3.30) следует, что они аналогичны - разница заключается лишь в том, что p и q меняются местами, что и следует из алгоритма формирования соответствующих кодов (см. рис. 3.14).

3.2.10. Расчет энергетического спектра дифференциального бифазного (относительного бимпульсного) линейного сигнала DBI [54]

Алгоритмы формирования дифференциального бифазного линейного кода DBI приведены на рис. 2.3,ж и 2,4,б (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M дифференциального бифазного линейного кода DBI, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & p & q \\ 0 & 0 & q & p \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$K = [0; 1; 1; 0],$$

1гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1];

2гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0];

3гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1];

4гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0].

$\lambda^4 - 2\lambda^2 + (p^2 - q^2) = 0$ – характеристическое уравнение:

$$\lambda_1 = 1; \quad \lambda_2 = -1; \quad \lambda_3 = \sqrt{p-q}; \quad \lambda_4 = -\sqrt{p-q};$$

$$\begin{cases} pP_3 + qP_4 = P_1 \\ qP_3 + pP_4 = P_2 \\ P_1 = P_3 \\ P_2 = P_4 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1 \end{cases}; \quad P = \begin{pmatrix} 1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/4 \end{pmatrix}; \quad PK' = \begin{pmatrix} 0 \\ 1/4 \\ 1/4 \\ 0 \end{pmatrix};$$

$$\frac{(M^2 - 1)(M + \sqrt{p-q})}{(p-q-1)2\sqrt{p-q}} f(\sqrt{p-q}) + \frac{(M^2 - 1)(M - \sqrt{p-q})}{(p-q-1)(-2\sqrt{p-q})} f(-\sqrt{p-q})$$

непрерывная составляющая I компонента, (матричное выражение).

$$f(\sqrt{p-q}) = \frac{1-p+q}{(1+p-q) - 2\sqrt{p-q} \cos \omega T_2} = \frac{2q}{2p - 2\sqrt{p-q} \cos \omega T_2};$$

$$f(-\sqrt{p-q}) = \frac{1-p+q}{(1+p-q) + 2\sqrt{p-q} \cos \omega T_2} = \frac{2q}{2p + 2\sqrt{p-q} \cos \omega T_2};$$

$$KPK' = \frac{1}{2}; \quad KM'PK' = \frac{q}{4}; \quad K(M')^2PK' = \frac{p}{2}; \quad K(M')^3PK' = \frac{pq}{2} + \frac{q}{4}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид:

$$\begin{aligned} F_{ДВИ\ cont}(\omega) &= \frac{2\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot K \left\{ \frac{p[(M')^2 - E] + [(M')^3 - M'] \cos \omega T_2}{2[p^2 - (p-q) \cos^2 \omega T_2]} \right\} PK' = \\ &= \frac{2\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{p^2 - (p-q) \cos^2 \omega T_2}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\frac{(M^2 - p + q)(M + 1)}{4q} \cdot f(1) - \text{дискретная составляющая I (матричное выражение).}$$

$$\frac{(M^2 - p + q)(M - 1)}{-4q} \cdot f(-1) - \text{дискретная составляющая II (матричное выражение).}$$

Дискретная составляющая может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned}
F_{DBI} d(\omega) &= \frac{4\pi\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \times \\
&\times \left\{ K \left[\frac{M^3 - (p-q)M}{2q} \right] PK' \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + K \left[\frac{M^3 - M^2 - (p-q)M + (p-q)}{-2q} \right] PK' \times \right. \\
&\times \left. \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right\} = \frac{4\pi\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right),
\end{aligned}
\tag{3.33}$$

где $T_2 = T_1/2$.

На рис. 3.15 приведена непрерывная составляющая энергетического спектра дифференциального бифазного сигнала DBI.

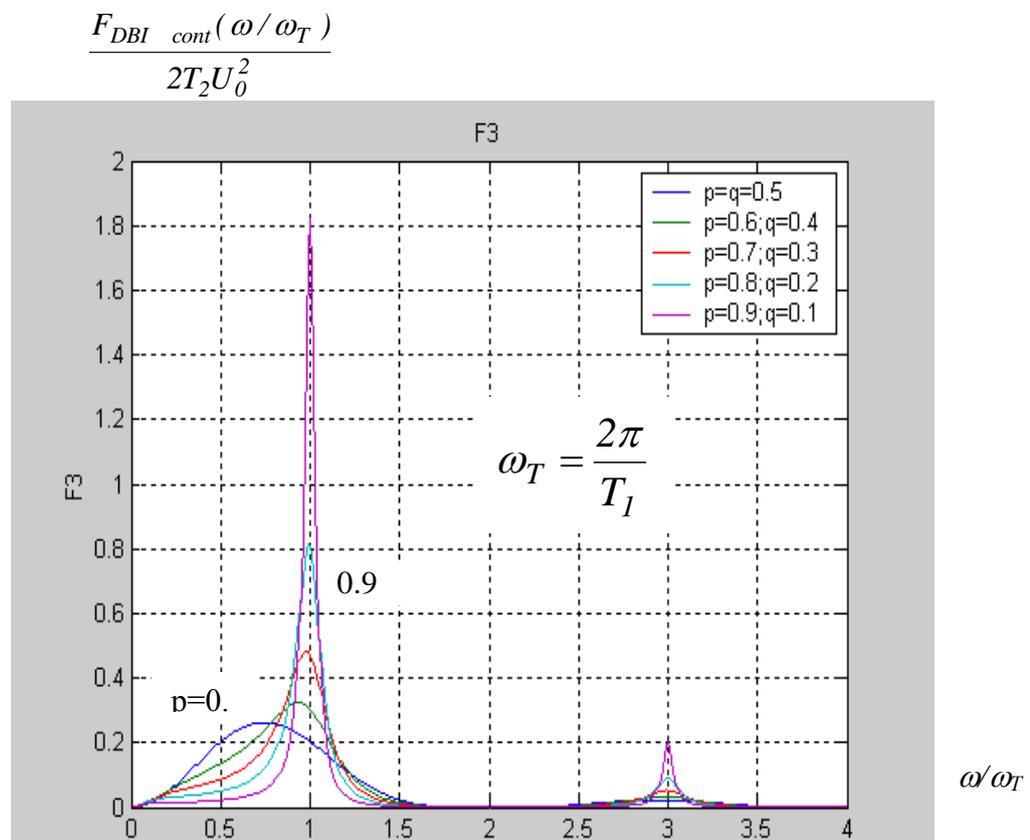


Рис. 3.15. Непрерывная составляющая энергетического спектр дифференциального бифазного сигнала DBI

3.2.11. Расчет энергетического спектра линейного сигнала СМІ

Алгоритм формирования линейного кода СМІ приведен на рис. 2,3,н (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода СМІ, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & q \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$K = [1; 0; 0; 0; 1; 0; 1; 1],$$

1гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1;1] → соответствует дв. 1;

2гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0;0] → соответствует дв. 1;

3гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0;1] → соответствует дв. 0, предшествующая двоичн. 1, передавалась блоком [1;1];

4гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0;1] → соответствует дв. 0, предшествующая двоичн. 1, передавалась блоком [0;0];

5гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1;1] → соответствует дв. 1;

6гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0;0] → соответствует дв. 1;

7гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0;1] → соответствует дв. 0, предшествующая двоичн. 1, передавалась блоком [1;1];

8гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0;1] → соответствует дв. 0, предшествующая двоичн. 1, передавалась блоком [0;0];

$\lambda^4(\lambda^2-1)(\lambda^2-q+p)=0$ – характеристическое уравнение

$$\lambda_1=1; \lambda_2=-1; \lambda_3=0; \lambda_4=0; \lambda_5=0; \lambda_6=0; \lambda_7=\sqrt{q-p}; \lambda_8=-\sqrt{q-p}.$$

Решение системы уравнений $M'PI'=PI'$

$$\left(\sum_{j=1}^{\infty} P_j = 1 \right):$$

$$P_1 = p/4; P_2 = p/4; P_3 = q/4; P_4 = q/4; P_5 = p/4; P_6 = p/4; P_7 = q/4; P_8 = q/4;$$

$$PK = [p/4; 0; 0; 0; p/4; 0; q/4; q/4]$$

$\psi(\lambda) = \lambda^2(\lambda^2 - 1)(\lambda^2 - q + p)$ – минимальный многочлен.

$$\frac{(M')^2 [(M')^2 - 1](M' + \sqrt{q-p})}{(q-p)(q-p-1) \cdot 2\sqrt{q-p}} f(\sqrt{q-p}) \quad - \text{непрерывная составляющая I}$$

(матричное выражение).

$$\frac{(M')^2 [(M')^2 - 1](M' - \sqrt{q-p})}{(q-p)(q-p-1) \cdot 2\sqrt{q-p}} f(-\sqrt{q-p}) \quad - \text{непрерывная составляющая II}$$

(матричное выражение).

$$\frac{[(M')^2 - 1](M' - q + p)}{(-1)(-q + p)} f(0) \quad - \text{непрерывная составляющая III (матричное}$$

выражение).

$$M' [(M')^2 - 1][(M')^2 - q + p] \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{(\lambda^2 - 1)[1 - 2\lambda \cos \omega T_2 + \lambda^2]} \right\}'_{\lambda=0} =$$

$$= M' [(M')^2 - 1][(M')^2 - q + p] (-2 \cos \omega T_2)$$

- непрерывная составляющая IV (матричное выражение).

$$f(\sqrt{q-p}) = \frac{1 - q + p}{(1 + q - p) - 2\sqrt{q-p} \cos \omega T_2} = \frac{2p}{2q - 2\sqrt{q-p} \cos \omega T_2};$$

$$f(-\sqrt{q-p}) = \frac{1 - q + p}{(1 + q - p) + 2\sqrt{q-p} \cos \omega T_2} = \frac{2p}{2q + 2\sqrt{q-p} \cos \omega T_2};$$

$$f(0) = 1$$

$$KPK' = \frac{1}{2}; \quad KM'PK' = \frac{p + pq}{4}; \quad K(M')^2PK' = \frac{q}{2}; \quad K(M')^3PK' = \frac{p^3 + 2pq}{4};$$

$$K(M')^4PK' = \frac{p^3 + q}{2}; \quad K(M')PK' = \frac{p + p^2q + p^3q + pq^3}{4}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{CMI\ cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \times$$

$$\times \frac{(1+q^2) + (1-q^2)\cos\omega T_2 - 2q\cos^2\omega T_2 - 2p\cos^3\omega T_2}{q^2 - (q-p)\cos^2\omega T_2}.$$

(3.34)

$$\frac{(M')^2 [(M')^2 - q + p](M'+1)}{4p} f(1) - \text{дискретная составляющая I (матричное}$$

выражение).

$$\frac{(M')^2 [(M')^2 - q + p](M'-1)}{4p} f(-1) - \text{дискретная составляющая II (матричное}$$

выражение).

Дискретная составляющая может быть записана следующим образом:

$$F_{CMI\ d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \left[\frac{1-q^2}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{q^2}{2} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (3.35)$$

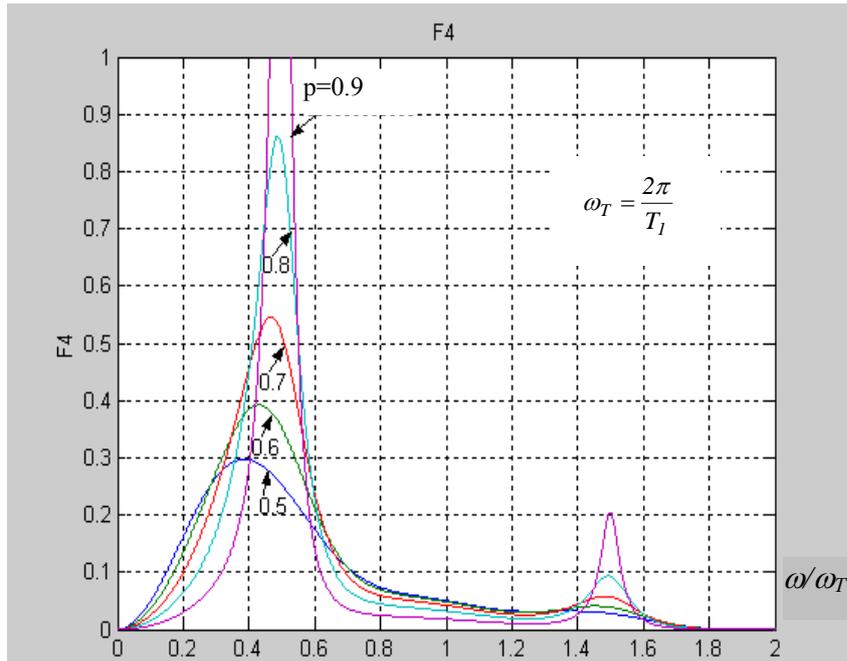
где $T_2 = T/2$.

$$K \left[\frac{(M')^3 ((M')^2 - q + p)}{2p} \right] \cdot PK' = \frac{1-q^2}{4};$$

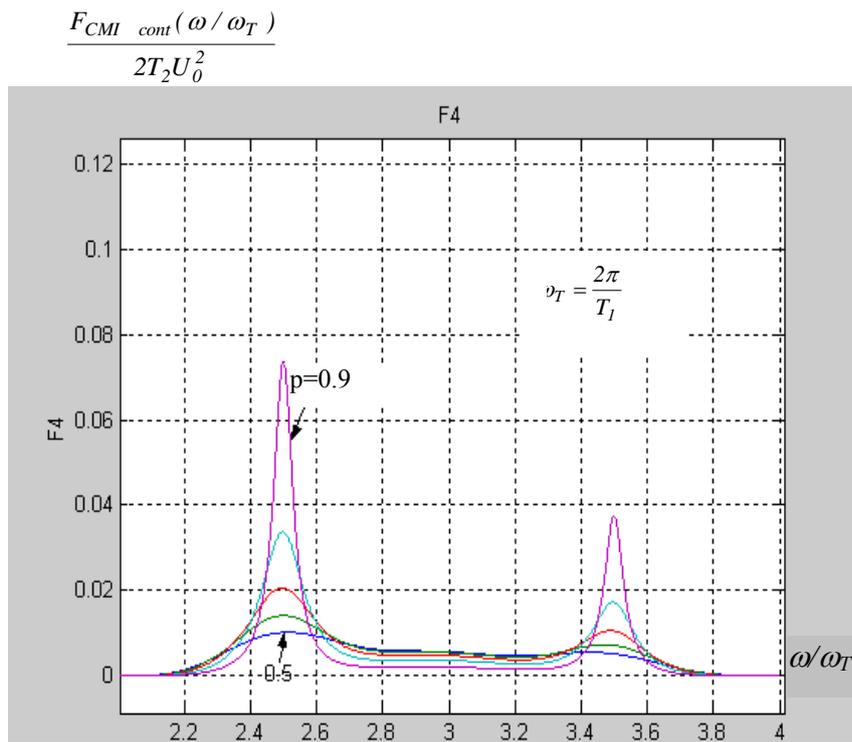
$$K \left[\frac{(M')^2 [(M')^2 - q + p](M'-1)}{-2p} \right] \cdot PK' = \frac{q^2}{2}.$$

На рис. 3.16 а) приведена непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала СМІ (при $p=0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9$; $\tau_0=T$); б) увеличенный фрагмент кривой в диапазоне $\omega/\omega_T = 2 \div 4$.

$$\frac{F_{CMI\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_2 U_0^2}$$



a)



б)

Рис. 3.16. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала СМІ, б) увеличенный фрагмент кривой в диапазоне $\omega/\omega_T=2\div 4$

3.3. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ БЛОЧНЫХ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ КЛАССА mBnB

Классификация блочных линейных кодов $mBnB$ приведена на рис. 3.17.

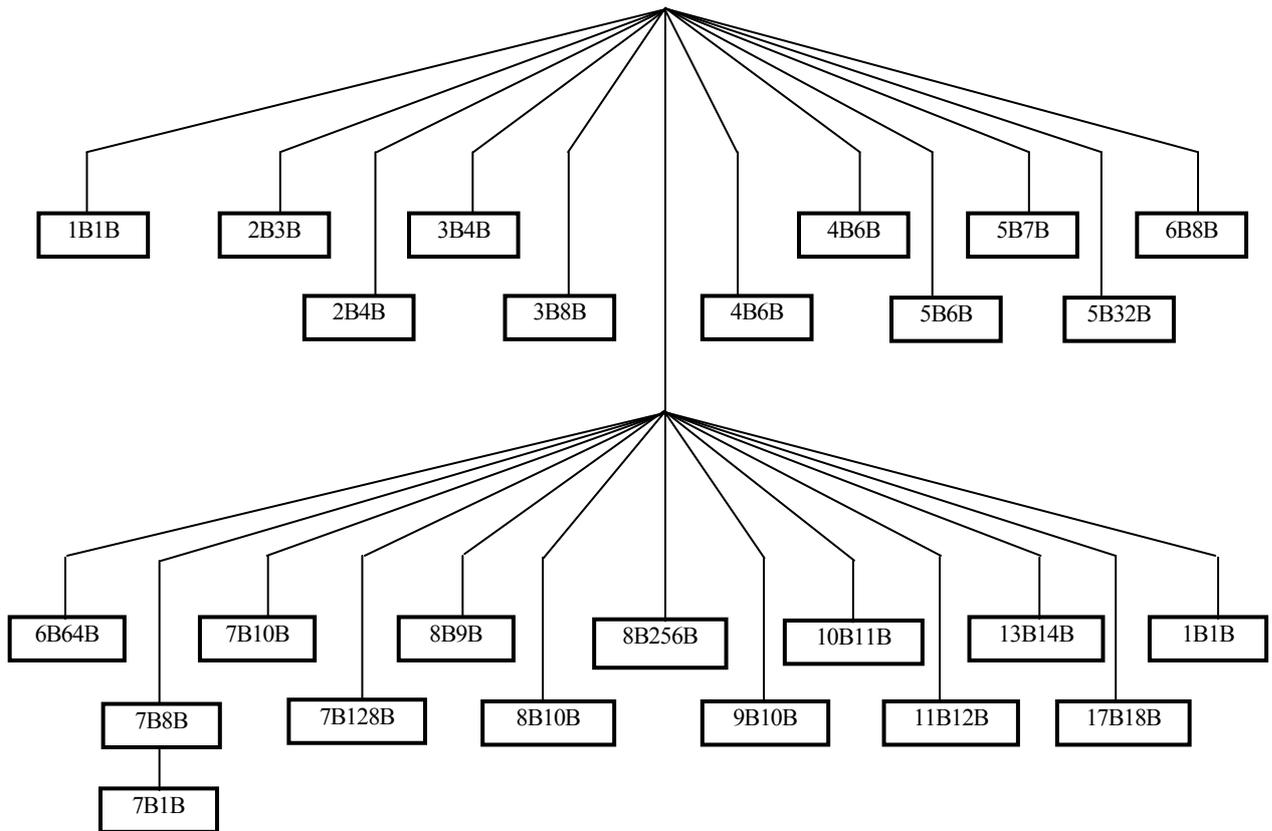
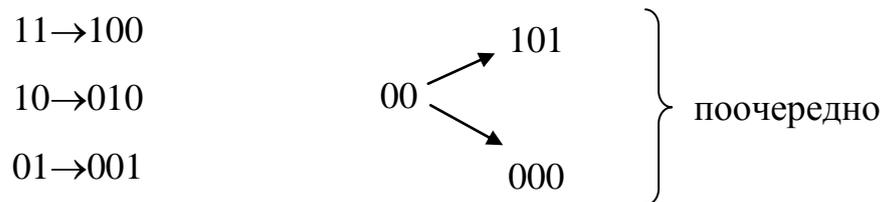


Рис. 3.17. Классификация блочных линейных кодов $mBnB$

Приведем расчет энергетических спектров некоторых сигналов этого класса, нашедших наибольшее применение в ВОСП, а также расчет энергетического спектра четырехуровневого сигнала $2B2Q$, представляющегося перспективным при дальнейшем развитии технологий ВОСП.

3.3.1. Расчет энергетического спектра блочного линейного сигнала $2B3B$ и четырехуровневого линейного сигнала $2B2Q$ [68]

Алгоритмы формирования линейного сигнала $2B3B$ даются в виде схемы



Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода 2ВЗВ, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & A \\ E & 0 & 0 \\ 0 & E & 0 \end{bmatrix},$$

где E – единичная матрица 8×8 .

$$E = 8 \left\{ \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \dots & 0 \\ 1 & 1 \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}}^8 \right\},$$

0 – нулевая матрица 8×8 ,

$$A = \begin{bmatrix} p^2 & p^2 & p^2 & 0 & 0 & 0 & p^2 & 0 \\ pq & pq & pq & 0 & 0 & 0 & pq & 0 \\ pq & pq & pq & 0 & 0 & 0 & pq & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p^2 & p^2 & p^2 & 0 & p^2 \\ 0 & 0 & 0 & pq & pq & pq & 0 & pq \\ 0 & 0 & 0 & pq & pq & pq & 0 & pq \\ 0 & 0 & 0 & q^2 & q^2 & q^2 & 0 & q^2 \\ q^2 & q^2 & q^2 & 0 & 0 & 0 & q^2 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица-строка, составленная из уровней импульсов каждой группы:

$$K = [1; 0; 0; 1; 0; 0; 0; 1; 0; 1; 0; 0; 1; 0; 0; 0; 0; 0; 1; 0; 0; 1; 0; 1];$$

1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];

2 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];

3 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [0; 0; 0];

4 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];

5 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];

6 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [1; 0; 1];

7 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 0];

- 8 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1];
 9 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];
 10 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];
 11 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [0; 0; 0];
 12 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];
 13 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];
 14 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [1; 0; 1];
 15 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0; 0];
 16 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0; 1];
 17 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];
 18 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [0; 0; 0];
 19 гр – символ 1, 3-ья позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [0; 0; 0];
 20 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке [1; 0; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];
 21 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке [0; 1; 0] предыдущий блок [1; 0; 1];
 22 гр – символ 1, 3-ья позиция в блоке [0; 0; 1] предыдущий блок [1; 0; 1];
 23 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке [0; 0; 0];
 24 гр – символ 1, 3-ья позиция в блоке [1; 0; 1];

$\lambda^{18} (\lambda^3 - 1) (\lambda^3 - 1 + 2q^2) = 0$ – характеристическое уравнение;

Корни уравнения:

$$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \lambda_3 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}; \lambda_4 = \sqrt[3]{1 - 2q^2};$$

$$\lambda_5 = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{1 - 2q^2}; \lambda_6 = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{1 - 2q^2};$$

$$\lambda_7 + \lambda_{24} = 0.$$

$$\begin{cases} M'PI' = PI', \\ \sum_{j=1}^{24} P_j = I \end{cases} \quad \text{где } I = \underbrace{[1, 1, \dots, 1]}_{24}$$

В результате решения системы линейных уравнений получаем:

$$\begin{aligned}
P_1 &= \frac{p^2}{6}; P_2 = \frac{pq}{6}; P_3 = \frac{pq}{6}; P_4 = \frac{p^2}{6}; P_5 = \frac{pq}{6}; P_6 = \frac{pq}{6}; P_7 = \frac{q^2}{6}; P_8 = \frac{q^2}{6}; P_9 = \frac{p^2}{6}; \\
P_{10} &= \frac{pq}{6}; P_{11} = \frac{pq}{6}; P_{12} = \frac{p^2}{6}; P_{13} = \frac{pq}{6}; P_{14} = \frac{pq}{6}; P_{15} = \frac{q^2}{6}; P_{16} = \frac{q^2}{6}; P_{17} = \frac{p^2}{6}; \\
P_{18} &= \frac{pq}{6}; P_{19} = \frac{pq}{6}; P_{20} = \frac{p^2}{6}; P_{21} = \frac{pq}{6}; P_{22} = \frac{pq}{6}; P_{23} = \frac{q^2}{6}; P_{24} = \frac{q^2}{6}. \\
PK &= \left[\frac{p^2}{6}; 0; 0; \frac{p^2}{6}; 0; 0; 0; \frac{q^2}{6}; 0; \frac{pq}{6}; 0; 0; \frac{pq}{6}; 0; 0; 0; 0; 0; \frac{pq}{6}; 0; 0; \frac{pq}{6}; \right. \\
& \left. 0; \frac{q^2}{6} \right];
\end{aligned}$$

$\psi(\lambda) = \lambda^3 (\lambda^3 - 1)(\lambda^3 - 1 + 2q^2)$ – минимальный многочлен.

Соответственно находим:

$$\begin{aligned}
& \frac{-2[1 + a \cos \omega T_{3/2} - 2 \cos^2 \omega T_{3/2}][(M')^8 - (M')^5] +}{a(a-1)[(1+a^2) + 6a \cos \omega T_{3/2}]} \\
& + \frac{2[a + \cos \omega T_{3/2} - 2a \cos^2 \omega T_{3/2}][(M')^7 - (M')^4] +}{a(a-1)[(1+a^2) + 6a \cos \omega T_{3/2}]} \\
& + \frac{(1-a^2)[(M')^6 - (M')^3]}{-8a \cos^3 \omega T_{3/2}},
\end{aligned}$$

где $T_{3/2} = 2T/3$ ($a = 1 - 2q^2$) – непрерывная составляющая, 1 компонента (матричное выражение).

$$[(M')^6 - (1+a)(M')^3 + a] \frac{1}{a} + [(M')^7 - (1+a)(M')^4 + a] \frac{2 \cos \omega T_{3/2}}{a}; \quad a = 1 - 2q^2 \quad -$$

непрерывная составляющая, 2 компонента (матричное выражение).

$$\text{Здесь: } KPK' = \frac{1}{3}; \quad K(M')PK' = \frac{2q - 5q^2 + 5q^3 - 2q^4}{6};$$

$$K(M')^2PK' = \frac{2q - 3q^2 + 4q^3 - 2q^4}{6}; \quad K(M')^3PK' = \frac{2 - 8q + 18q^2 - 18q^3 + 6q^4}{6};$$

$$K(M')^4PK' = \frac{4q - 9q^2 + 9q^3 - 4q^4 + q^6}{6}; \quad K(M')^5PK' = \frac{4q - 9q^2 + 9q^3 - 4q^4}{6};$$

$$K(M')^6 PK' = \frac{2 - 8q + 18q^2 - 18q^3 + 6q^4 + 2q^6}{6};$$

$$K(M')^7 PK' = \frac{4q - 9q^2 + 9q^3 - 4q^4 + 2q^6 - 2q^8}{6};$$

$$K(M')^8 PK' = \frac{4q - 9q^2 + 9q^3 - 4q^4 + q^6}{6}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая может быть записана в виде

$$F_{2B3B \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{3/2}} \times$$

$$\times \left\{ \frac{2q^6}{3} \cdot \frac{q^2 \cos^2 \omega T_{3/2} + 3 \cos^3 \omega T_{3/2} - 4 \cos^5 \omega T_{3/2}}{(1 - 2q^2 + 2q^4) + 3(1 - 2q^2) \cos^3 \omega T_{3/2} - 4(1 - 2q^2) \cos^3 \omega T_{3/2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{q}{3} [p(-3 + 9p + 5q^2) - 2p(p + q^2) \cos \omega T_{3/2} + 2(q - p)(2p + q^2) \cos^2 \omega T_{3/2}] \right\},$$

(3.36)

где $T_{3/2} = 2T/3$.

Соответственно для дискретной составляющей можем записать:

$$\left\{ \frac{1}{3(1-a)} + [(M')^8 + (M')^7 + (M')^6 - a(M')^5 - a(M')^4 - a(M')^3] f(1) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{6(1-a)} [(M')^8 + (M')^7 - 2(M')^6 - a(M')^5 - a(M')^4 + 2a(M')^3] \times \right.$$

$$\left. \times \left[f\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + f\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \right\} \quad \text{- дискретная составляющая (матричное}$$

выражение); $a = 1 - 2q^2$.

Таким образом, дискретная составляющая будет иметь вид

$$F_{2B3B \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)| U_0^2}{T_{3/2}^2} \times$$

$$\begin{aligned} & \times \frac{1}{9} \left\{ \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{3/2}}\right) + \frac{1}{4}(4 - 24q + 54q^2 - 54q^3 + 21q^4) \times \right. \\ & \left. \times \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \left[\omega - \frac{2\pi}{T_{3/2}} \left(\chi \pm \frac{1}{3} \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3.37)$$

где $T_{3/2} = 2T/3$.

На рис. 3.18 приведена непрерывная составляющая энергетического спектра блочного линейного сигнала 2В3В.

Выше рассматривались линейные коды, в которых использовались элементарные импульсы только двух уровней. Это условие диктуется необходимостью преодоления проблемы нелинейности источника света, например, лазерного диода [19,34,35,37], хотя в многоуровневых системах передачи нелинейная модуляция используется для преодоления проблем, связанных с модовым шумом [35].

В последние годы при усовершенствовании технологии ВОСП появились лазерные диоды с хорошей линейностью ватт-амперной характеристики. В таких случаях весьма перспективными является применение многоуровневых линейных кодов.

Осуществим расчет энергетического спектра четырехуровневого линейного сигнала 2В2Q, алгоритм которого представляется в виде

$$\left. \begin{array}{l} 0 \ 0 \rightarrow U_1 \\ 0 \ 1 \rightarrow U_2 \\ 1 \ 0 \rightarrow U_3 \\ 1 \ 1 \rightarrow U_4 \end{array} \right\}.$$

$$\frac{F_{2В3В \ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_{3/2}U_0^2}$$

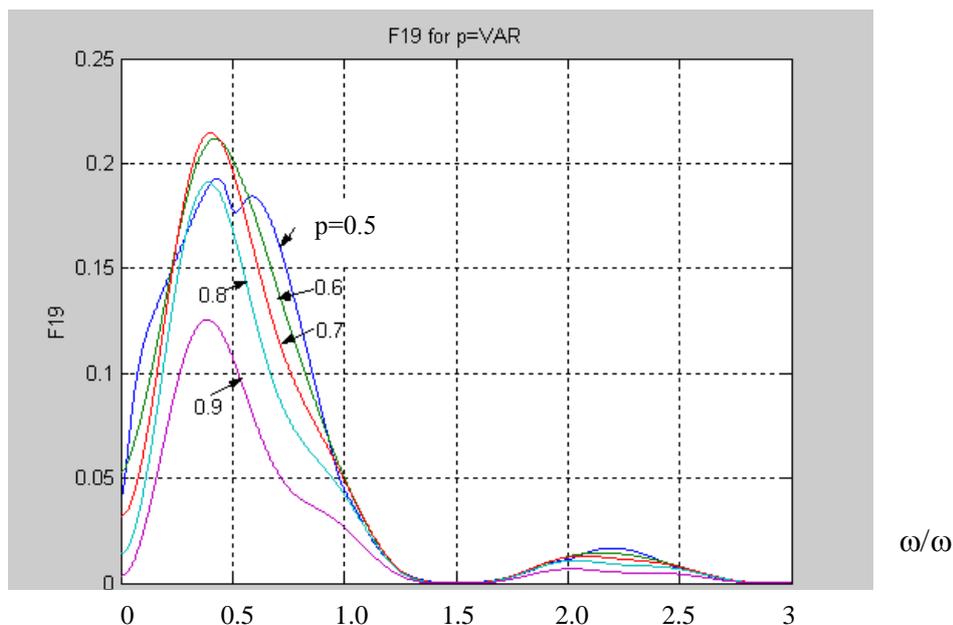


Рис. 3.18. Непрерывная составляющая энергетического спектра блочного линейного сигнала 2В3В

Расчет энергетического спектра линейного кода будет осуществляться аналогично приведенной выше методике:

$$M' = \begin{bmatrix} q^2 & q^2 & q^2 & q^2 \\ pq & pq & pq & pq \\ pq & pq & pq & pq \\ p^2 & p^2 & p^2 & p^2 \end{bmatrix};$$

$$K = [U_1; U_2; U_3; U_4];$$

1 гр – символ $U_1 (0 0)$; → уровень 0

2 гр – символ $U_2 (0 1)$; → уровень 0,25

3 гр – символ $U_3 (1 0)$; → уровень 0,5

4 гр – символ $U_4 (1 1)$; → уровень 0,75

$\lambda^3(\lambda-1) = 0$ - характеристическое уравнение

$$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = 0; \lambda_3 = 0; \lambda_4 = 0$$

$$\begin{cases} P_1 q^2 + P_2 q^2 + P_3 q^2 + P_4 q^2 = P_1 \\ P_1 pq + P_2 pq + P_3 pq + P_4 pq = P_2 \\ P_1 pq + P_2 pq + P_3 pq + P_4 pq = P_3 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1 \end{cases}$$

$$P_1 = q^2; \quad P_2 = pq; \quad P_3 = pq; \quad P_4 = p^2$$

$$PK = [U_1 q^2; U_2 pq; U_3 pq; U_4 p^2];$$

$\psi(\lambda) = \lambda(\lambda-1)$ - минимальный многочлен;

$[E-M']f(0)$ - непрерывная составляющая (матричное выражение).

Здесь $f(0) = I$;

$$KPK' = U_1^2 q^2 + U_2^2 pq + U_3^2 pq + U_4^2 p^2;$$

$$KM'PK = [U_1 q^2 + U_2 pq + U_3 pq + U_4 p^2]^2;$$

$M'f(1)$ - дискретная составляющая (матричное выражение).

Таким образом, для энергетического спектра можем записать:

$$\begin{aligned} F_{2B2Q}(\omega) = & \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/2}} \left\{ [U_1^2 q^2 + U_2^2 pq + U_3^2 pq + U_4^2 p^2] - \right. \\ & \left. - [U_1 q^2 + U_2 pq + U_3 pq + U_4 p^2]^2 \right\} + \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/2}} \times \\ & \times \left\{ [U_1 q^2 + U_2 pq + U_3 pq + U_4 p^2]^2 \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{1/2}}\right) \right\}, \end{aligned}$$

(3.38)

где $T_{1/2} = 2T_1$.

При $U_1 = 0$; $U_2 = \frac{1}{4}$; $U_3 = \frac{1}{2}$; $U_4 = \frac{3}{4}$ соответственно:

$$F_{2B2Qcont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/2}} \cdot \frac{5pq}{16}, \quad (3.39a)$$

$$F_{2B2Qd}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/2}^2} \cdot \frac{9p^2}{16} \times \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{1/2}}\right), \quad (3.39b)$$

где $T_{1/2} = 2T_1$.

При сравнении кода 2B2Q с кодом 2B3B имеем для 100% заполнения тактового интервала:

$$\left. \begin{aligned} |g(\omega T_{1/2})|^2 &= \frac{\sin^2 \omega T_1}{(\omega T_1)^2} \rightarrow \begin{array}{l} 2B2Q \\ T_{1/2} = 2T_1 \end{array} \\ |g(\omega T_{3/2})|^2 &= \frac{\sin^2\left(\frac{\omega T_1}{3}\right)}{\left(\frac{\omega T_1}{3}\right)^2} \rightarrow \begin{array}{l} 2B3B \\ T_{3/2} = 2T_1/3 \end{array} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{прямоугольная форма} \\ \text{элементарного импульса} \end{array}$$

Т.о. первая нулевая точка в спектре одиночного импульса 2B2Q лежит на частоте $0,5\omega_T$ в спектре одиночного импульса 2B3B – на частоте $1,5\omega_T$ ($\omega_T = 2\pi/T_1$).

Следовательно, можем сделать вывод, что при переходе от алгоритма 2B3B к алгоритму 2B2Q полоса пропускания сужается в 3 раза.

На рис. 3.19. приведен энергетический спектр четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q.

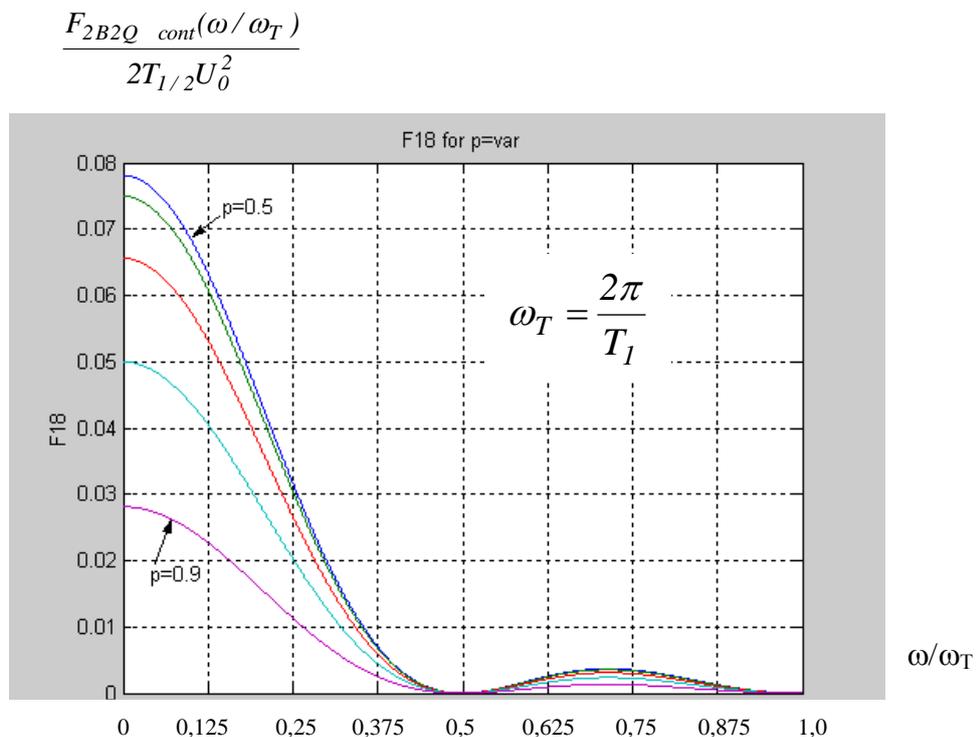


Рис. 3.19. Непрерывная составляющая энергетического спектра четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q

3.3.2. Расчет энергетического спектра блочного линейного сигнала 3B4B [55]

Рассмотрим блочный линейный код 3B4B ($m=3$, $n=4$). Алгоритмы формирования таких кодов, как 3B4B, задаются в виде различных алфавитов, где кодовые слова выбираются и "спариваются" (в группе диспаратетных комбинаций) таким образом, чтобы уменьшить текущую диспаратетность (максимальное число одинаковых символов) и спектральную плотность сигнала в области нижних частот. Такой код, как указано в гл.2, дает возможность контролировать ошибки по текущей цифровой сумме (ТЦС) без декодирования линейного сигнала.

Алфавиты кода 3B4B приведены в таблице 3.1:

Таблица 3.1

3B	4B			
	1		2	
000	0101	0100	1011	
001	1001		0011	
010	1110	0100	0101	
011	1101	1000	0110	
100	0111	0010	1001	
101	1011	0001	1010	
110	0110		1100	
111	1010	0010		1101

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M блочного кода 3B4B, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & A \\ E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E & 0 \end{bmatrix}$$

где E – единичная матрица 16×16 ; 0 – нулевая матрица 16×16 .

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & pq^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p^2q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & pq^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p^2q \\ q^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ pq^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p^2q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ pq^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p^2q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ pq^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p^2q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & pq^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p^2q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p^3 \end{bmatrix}$$

Матрица-строка K , составленная из уровней импульсов каждой группы, имеет вид

$$K = [1, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0]$$

Здесь:

- 1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1; 1; 0]; $D > 0$;
- ...
- 4 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 1]; $D > 0$;
- 5 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0; 1]; $D = 0$; $D \text{ пред} > 0$;
- ...
- 8 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 0]; $D = 0$; $D \text{ пред} > 0$;
- 9 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0; 0]; $D < 0$;
- ...
- 12 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 1]; $D < 0$;
- 13 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1; 0; 1]; $D = 0$; $D \text{ пред} < 0$;
- ...

16 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 0;]; Д = 0; Д пред < 0;

.....

49 гр – символ 0, 4-ая позиция в блоке [1; 1; 1; 0;]; Д > 0;

.....

64 гр – символ 0, 4-ая позиция в блоке [1; 0; 1; 0;]; Д = 0; Д пред < 0;

$\lambda^{56} (\lambda^8 - 1) = 0$ - характеристическое уравнение.

$$PK' = \left[\frac{pq^2}{8}; \frac{p^2q}{8}; 0; \frac{p^2q}{8}; 0; \frac{pq^2}{8}; 0; p^3; 0; \frac{p^2q}{8}; 0; 0; 0; \frac{pq^2}{8}; 0; \frac{p^3}{8}; \frac{pq^2}{8}; \right. \\ \left. \frac{p^2q}{8}; \frac{pq^2}{8}; 0; \frac{q^3}{8}; 0; \frac{p^2q}{8}; 0; \frac{pq^2}{8}; 0; 0; 0; \frac{q^3}{8}; 0; \frac{p^2q}{8}; 0; \frac{pq^2}{8}; 0; \frac{pq^2}{8}; \frac{p^2q}{8}; \right. \\ \left. 0; 0; \frac{p^2q}{8}; \frac{p^3}{8}; 0; 0; \frac{pq^2}{8}; 0; 0; 0; \frac{p^2q}{8}; \frac{p^3}{8}; 0; \frac{p^2q}{8}; \frac{pq^2}{8}; \frac{p^2q}{8}; \frac{q^3}{8}; \frac{pq^2}{8}; 0; \right. \\ \left. 0; 0; 0; 0; \frac{p^2q}{8}; \frac{q^3}{8}; \frac{pq^2}{8}; 0; 0 \right]$$

$\psi(\lambda) = \lambda^{8\varepsilon} (\lambda^8 - 1)$ - минимальный многочлен.

$[\varepsilon = \varphi(p), \varepsilon = 1, \dots, 7]$

$\{[(M')^8 - E]f(0) + [(M')^9 - (M')]f'(0) + [(M')^{10} - (M')^2]f''(0) + \dots$

$+ [(M')^{(8\varepsilon+7)} - (M')^{(8\varepsilon-1)}]f^{(8\varepsilon-1)}(0)\}$ - непрерывная составляющая (матричное выражение).

$$\text{Здесь } f^{(\mu)}(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 - 2\lambda \cos \omega T_{4/3} + \lambda^2)(\lambda^8 - 1)} \right]_{\lambda=0}^{(\mu)} \times \frac{1}{(\mu - 1)!}$$

$[\mu = 0, \dots, (8\varepsilon - 1)]$

$f^{(\mu)}(0)$ - производная μ -ого порядка от $f(\lambda)$ при $\mu=0$.

Соответственно для непрерывной составляющей можем записать при значениях вероятности $p=0,25$ и $p=0,75$ [$\varepsilon=3$]:

$$F_{3B4B \text{ cont}}^{(0,25;0,75)}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}} \cdot [0,2086 - 0,13 \cos \omega T_{4/3} + 0,0124 \cos 2\omega T_{4/3} - \\ - 0,0238 \cos 3\omega T_{4/3} - 0,0176 \cos 4\omega T_{4/3} - 0,0142 \cos 5\omega T_{4/3} - 0,011 \cos 6\omega T_{4/3} - \\ - 0,0076 \cos 7\omega T_{4/3} - 0,0044 \cos 8\omega T_{4/3} - 0,0034 \cos 9\omega T_{4/3} - 0,0028 \cos 10\omega T_{4/3} -$$

$$\begin{aligned}
& -0,0018\cos 11\omega T_{4/3}-0,0012\cos 12\omega T_{4/3}-0,0008\cos 13\omega T_{4/3}-0,0008\cos 14\omega T_{4/3}- \\
& -0,0004\cos 15\omega T_{4/3}-0,0004\cos 16\omega T_{4/3}-0,0002\cos 17\omega T_{4/3}-0,0002\cos 18\omega T_{4/3}- \\
& -0,0002\cos 19\omega T_{4/3}-0,0002\cos 20\omega T_{4/3}], \quad (3.40)
\end{aligned}$$

где $T_{4/3} = \frac{3T_1}{4} = 0,75T_1$ и T_1 – период следования символов исходной двоичной последовательности.

При значениях $p=0,375$ и $p=0,625$ [$\varepsilon=2$] получаем:

$$\begin{aligned}
F_{3B4B \text{ cont}}^{(0,375;0,625)}(\omega) &= \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}} \cdot [0,2408-0,1336\cos\omega T_{4/3}-0,0074\cos 2\omega T_{4/3}- \\
& -0,0238\cos 3\omega T_{4/3}-0,0276\cos 4\omega T_{4/3}-0,021\cos 5\omega T_{4/3}-0,0146\cos 6\omega T_{4/3}-0,008\cos 7\omega T_{4/3}- \\
& -0,018\cos 8\omega T_{4/3}-0,0012\cos 9\omega T_{4/3}-0,001\cos 10\omega T_{4/3}-0,004\cos 11\omega T_{4/3}- \\
& -0,0002\cos 12\omega T_{4/3}-0,0002\cos 14\omega T_{4/3}]. \quad (3.41)
\end{aligned}$$

При $p=0,5$ [$\varepsilon=1$] выражение принимает вид:

$$\begin{aligned}
F_{3B4B \text{ cont}}^{(0,5)}(\omega) &= \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}} \cdot \frac{1}{256} [64-34\cos\omega T_{4/3}-4\cos 2\omega T_{4/3}-6\cos 3\omega T_{4/3}- \\
& -8\cos 4\omega T_{4/3}-6\cos 5\omega T_{4/3}-4\cos 6\omega T_{4/3}-2\cos 7\omega T_{4/3}], \quad (3.42)
\end{aligned}$$

$$\sum_{j=1}^{\infty} \frac{\left[\frac{\psi(\lambda)}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda \rightarrow M'}}{\left[\frac{\psi(\lambda)}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda = \lambda_j}} - \text{дискретная составляющая (матричное выражение)}$$

Здесь $\lambda_1, \dots, \lambda_8$ - корни уравнения $\lambda^8 - 1 = 0$.

Соответственно для дискретной составляющей можем записать:

$$\begin{aligned}
F_{3B4Bd}^{(0,25;0,75)}(\omega) &= \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \times \\
& \times (0,2087 \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{4/3}}) + 0,0826 \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{\pi\chi}{T_{4/3}})], \quad (3.43)
\end{aligned}$$

$$F_{3B4Bd}^{(0,375;0,625)}(\omega) = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \times \\ \times [0,2408 \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{4/3}}) + 0,0184 \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{\pi\chi}{T_{4/3}})], \quad (3.44)$$

$$F_{3B4Bd}^{(0,5)}(\omega) = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{4/3}}), \quad (3.45)$$

где $T_{4/3} = \frac{3T_1}{4}$.

На рис. 3.20 приведены непрерывные составляющие энергетических спектров блочного линейного сигнала 3B4B для $p=0,25$; $p=0,375$, $p=0,5$.

На рис. 3.21 для сравнения приведены непрерывные составляющие энергетических спектров блочных линейных сигналов 2B3B (F19) при $p=0,5$ и 3B4B (F20) при $p=0,25$; $p=0,375$; $p=0,5$.

На рис. 3.22,а приведены непрерывные составляющие энергетических спектров блочных линейных сигналов 2B2Q (F18), 2B3B (F19), 3B4B (F20) при $p=0,5$; на рис. 3.22,б показаны увеличенные фрагменты указанных кривых в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$.

$$\frac{F_{3B4B \text{ cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_{4/3}U_0^2}$$

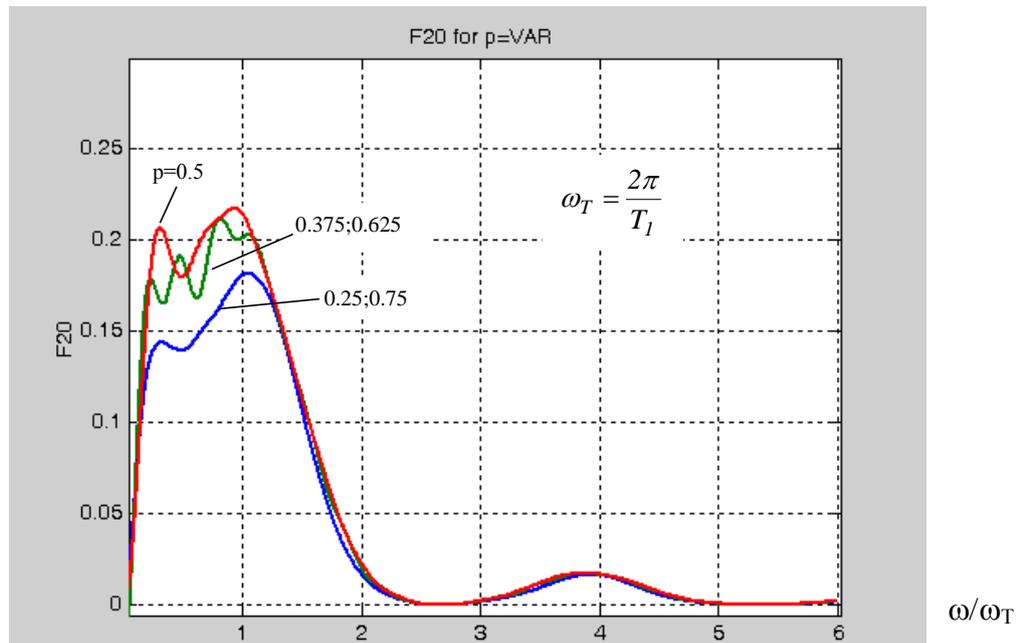


Рис. 3.20. Непрерывные составляющие энергетических спектров блочного линейного сигнала 3B4B при $p=0,25$; $p=0,75$; $p=0,375$; $p=0,625$; $p=0,5$

$$\frac{F_{\text{cont}}(\omega / \omega_T)}{2T_{4/3}U_0^2}$$

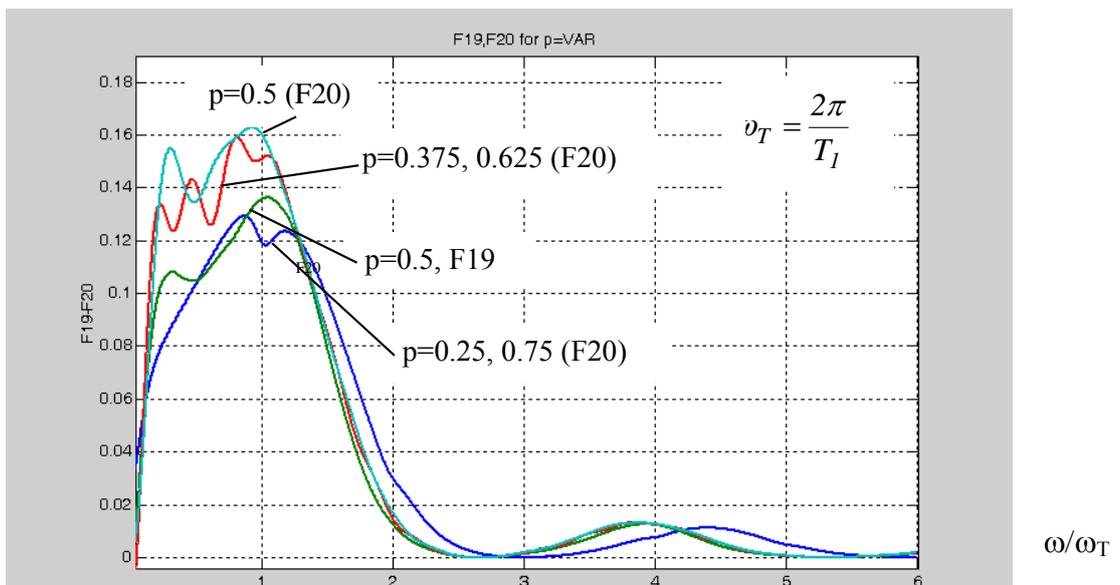
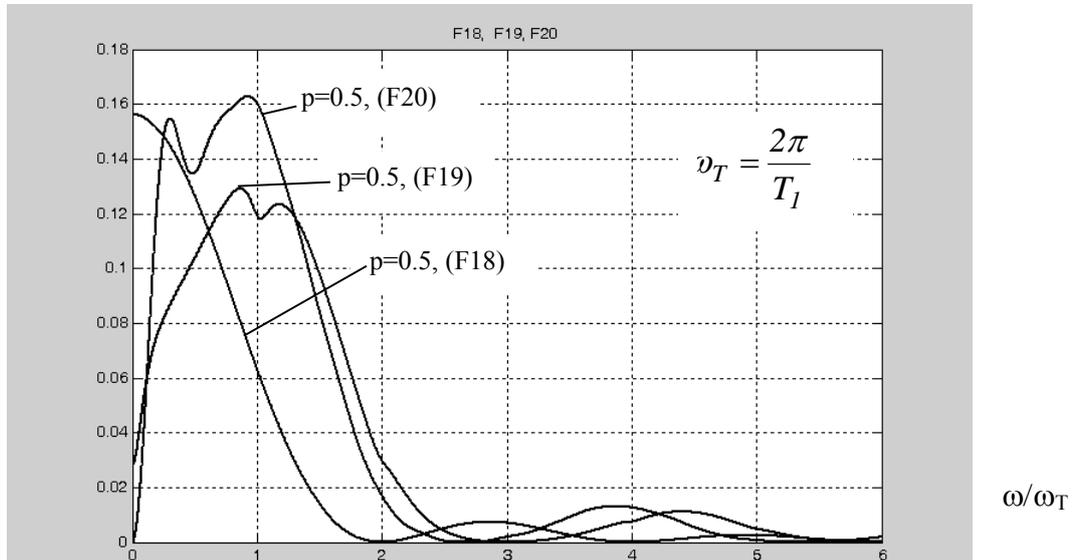


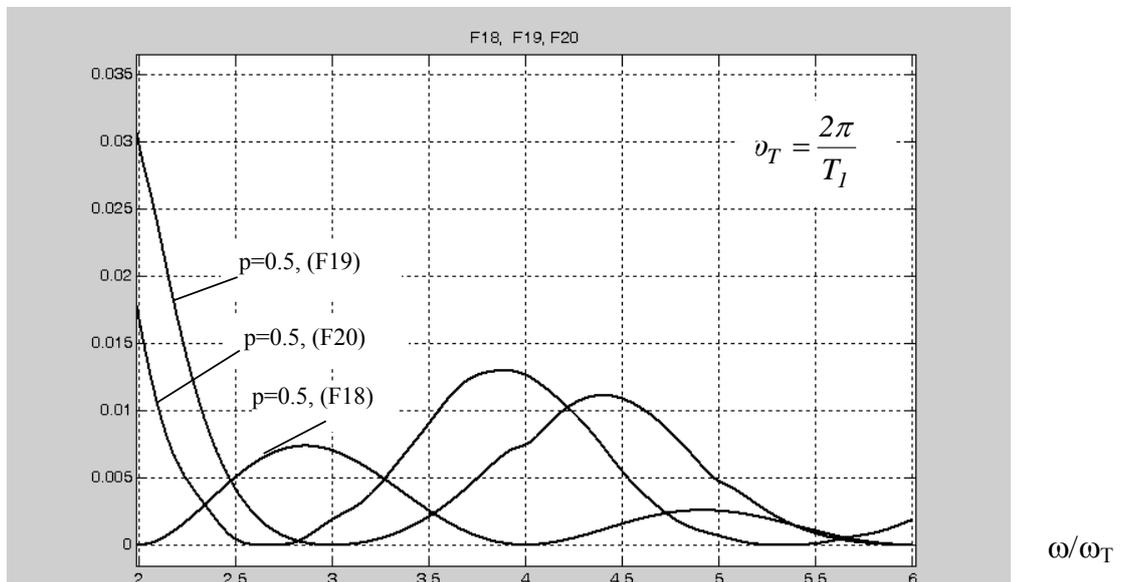
Рис. 3.21. Непрерывные составляющие энергетических спектров блочных линейных сигналов 2B3B (F19) при $p=0,5$ и 3B4B (F20) при $p=0,25$; $p=0,75$; $p=0,375$; $p=0,625$; $p=0,5$

$$\frac{F_{cont}(\omega / \omega_T)}{2T_{4/3}U_0^2}$$



a)

$$\frac{F_{cont}(\omega / \omega_T)}{2T_{4/3}U_0^2}$$



б)

Рис. 3.22. а) непрерывные составляющие энергетических спектров блочных линейных сигналов при $p=0,5$ 2В2Q (F18), 2В3В (F19), 3В4В (F20); б) увеличенные фрагменты указанных кривых в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$.

3.4. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ СО ВСТАВКАМИ

3.4.1. Расчет энергетического спектра линейного кода со вставками mBIC ($m=8$) [56]

Алгоритм кода mBIC предусматривает введение одного добавочного бита после каждого исходного блока из m бит (см. гл. 2, рис. 2.8). В результате формируется двоичный сигнал, в котором дополнительный импульс принимает значение, инвертированное к предыдущему, т.е. к m -му импульсу исходной двоичной последовательности. Как отмечалось во второй главе, для снижения избыточности значение m должно быть достаточно большим, но с увеличением m увеличивается максимальное число следующих друг за другом символов одинакового уровня, которое имеет место, когда бит-вставка и следующие за ней символы идентичны.

Максимальное число следующих друг за другом символов одного уровня в сигнале mBIC равно $\ell_{max}=m+1$.

Достоинством кода mBIC является:

- простота выделения компоненты тактовой частоты из спектра линейного сигнала для синхронизации в приёмной цепи;
- снижение избыточности и достижение высокой линейной скорости передачи в цифровом тракте (при больших m).

Алгоритм формирования линейного сигнала mBIC ($m=5$) показан на рис. 2.7 (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода 8BIC, имеет вид

$$M' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ q & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$K = [1; 0; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0],$$

где К – матрица-строка, составленная из уровней импульсов одинаковых групп. Здесь:

- 1 гр – символ 1 – вставка, 9-ая позиция (дополнительная),
- 2 гр - символ 0 – вставка, 9-ая позиция (дополнительная),
- 3 гр - символ 1, 1-ая позиция в основном блоке,
- 4 гр - символ 1, 2-ая позиция в основном блоке,
- 5 гр - символ 1, 3-ья позиция в основном блоке,
- 6 гр - символ 1, 4-ая позиция в основном блоке,
- 7 гр - символ 1, 5-ая позиция в основном блоке,
- 8 гр - символ 1, 6-ая позиция в основном блоке,
- 9 гр - символ 1, 7-ая позиция в основном блоке,
- 10 гр - символ 1, 8-ая позиция в основном блоке,

11 гр - символ 0, 1-ая позиция в основном блоке,
 12 гр - символ 0, 2-ая позиция в основном блоке,
 13 гр - символ 0, 3-ья позиция в основном блоке,
 14 гр - символ 0, 4-ая позиция в основном блоке,
 15 гр - символ 0, 5-ая позиция в основном блоке,
 16 гр - символ 0, 6-ая позиция в основном блоке,
 17 гр - символ 0, 7-ая позиция в основном блоке,
 18 гр - символ 0, 8-ая позиция в основном блоке.

$\lambda^9(\lambda^9-1)=0$ – характеристическое уравнение;

$\lambda_1 \dots \lambda_9$ – корни уравнения $\lambda^9-1=0$ ($|\lambda_k|=1; k=1, 2, \dots, 9$); $\lambda_{10}=\lambda_{11} \dots =\lambda_{18}=0$.

Для определения вектора финальной вероятности решаем систему линейных алгебраических уравнений:

$$M'PI'=PI', \sum_{j=1}^{18} P_j = 1.$$

Система имеет следующее решение:

$P_1=q/9; P_2=p/9; P_3=p/9; P_4=p/9; P_5=p/9; P_6=p/9; P_7=p/9; P_8=p/9; P_9=p/9;$
 $P_{10}=p/9; P_{11}=q/9; P_{12}=q/9; P_{13}=q/9; P_{14}=q/9; P_{15}=q/9; P_{16}=q/9; P_{17}=q/9; P_{18}=q/9.$
 $PK=[q/9; 0; p/9; p/9; p/9; p/9; p/9; p/9; p/9; p/9; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0].$

$\Psi(\lambda)=\lambda^2(\lambda^9-1)$ – минимальный многочлен,

$\frac{(M')^9-1}{-1} f(0)=[E-(M')^9]$ - непрерывная составляющая I (матричное выражение).

$$\left[(M')^{10} - M' \right] \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{(\lambda^9 - 1) \times [I - 2\lambda \cos \omega T_9 + \lambda^2]} \right\}_{\lambda=0} = [(M')^{10} - M'](-2 \cos \omega T_9);$$

- непрерывная составляющая II (матричное выражение)

$$K[(M')^{10} - M']PK' = \frac{pq}{9}.$$

Исходя из этого, непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 8ВІС может быть представлена в виде

$$F_{8VICcont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_9} \cdot \frac{pq}{9} \cdot (9 - 2\cos\omega T_9), \quad (3.46)$$

где $T_9 = \frac{8T}{9}$, T – период следования импульсов исходной последовательности линейного кода NRZ-L; T_0 – период следования импульсов 8ВІС кода, τ_0' – длительность элементарного импульса кода mВІС.

Аналогично дискретная составляющая (матричное выражение) имеет вид

$$\sum_{j=1}^9 \frac{(M')^2 \left[\frac{\lambda^9 - 1}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda \rightarrow M'}}{\lambda^2 \left[\frac{\lambda^9 - 1}{\lambda - \lambda_j} \right]_{\lambda = \lambda_j}} f(\lambda_j),$$

где $f(\lambda) = 1 + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) \lambda^\rho \cos \rho\omega T_9$

Отсюда получаем общее выражение для дискретной составляющей линейного кода 8ВІС может быть записана в следующем виде:

$$F_{mVICd}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \times \quad (3.47)$$

$$\times \left\{ \frac{(q-p)^2}{9} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{9T_9}\right) + \left[p^2 + \frac{2p(q-p)}{9} \right] \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_9}\right) \right\},$$

$\chi=1, 2, \dots$

Здесь $KPK' = \frac{1+7p}{9}$; $KM'PK' = \frac{p+6p^2}{9}$; $K(M')^2PK' = \frac{2p+5p^2}{9}$;

$K(M')^3PK' = \frac{2p+5p^2}{9}$;; $K(M')^8PK' = \frac{2p+5p^2}{9}$;

$K(M')^9PK' = \frac{8p^2+q^2}{9}$; $K(M')^{10}PK' = \frac{2p+5p^2}{9}$; $K(M')^{11}PK' = \frac{2p+5p^2}{9}$.

Когда элементарные символы линейного сигнала представляют собой импульсы прямоугольной формы, энергетический спектр единичного импульса

$$|g(\omega\tau_0)|^2 = \left(\frac{\sin \omega T_{9/2}}{\omega T_{9/2}} \right)^2 = \frac{2(1 - \cos \omega T_9)}{(\omega T_9)^2}, \text{ при } \tau_0 = T_9.$$

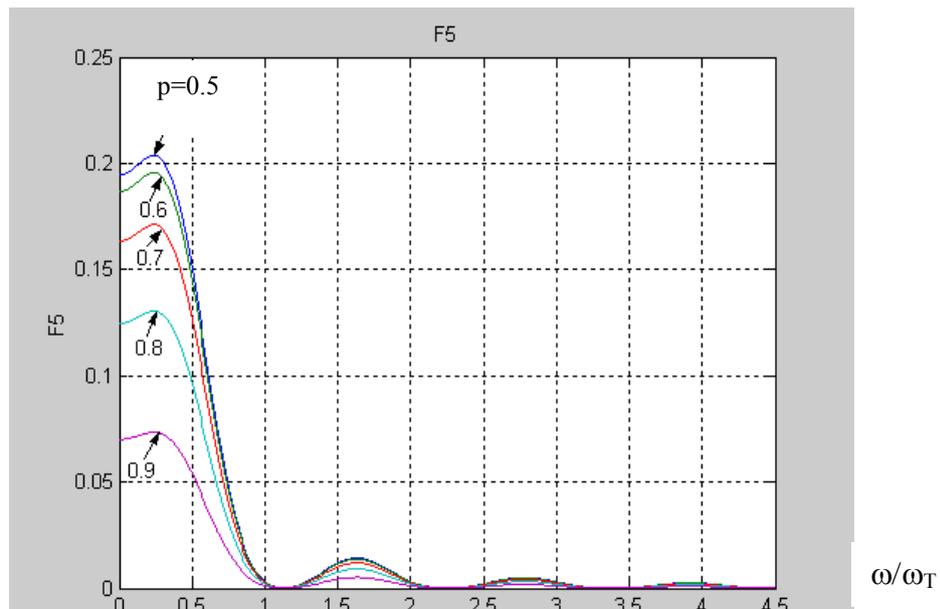
Т.к. $T_9 = \frac{8T_1}{9}$, то $|g(\omega\tau_0)|^2 = \frac{2\left(1 - \cos \frac{8T_1}{9}\omega\right)}{\left(\omega \frac{8T_1}{9}\right)^2}.$

Следовательно, непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 8ВІС при указанных условиях будет иметь вид

$$F_{8ВІС\ cont}(\omega) = \frac{T_1 U_0^2 \left(1 - \cos \omega \frac{8T_1}{9}\right)}{2(\omega T_1)^2} \cdot pq \cdot \left(9 - 2 \cos \omega \frac{8T_1}{9}\right). \quad (3.48)$$

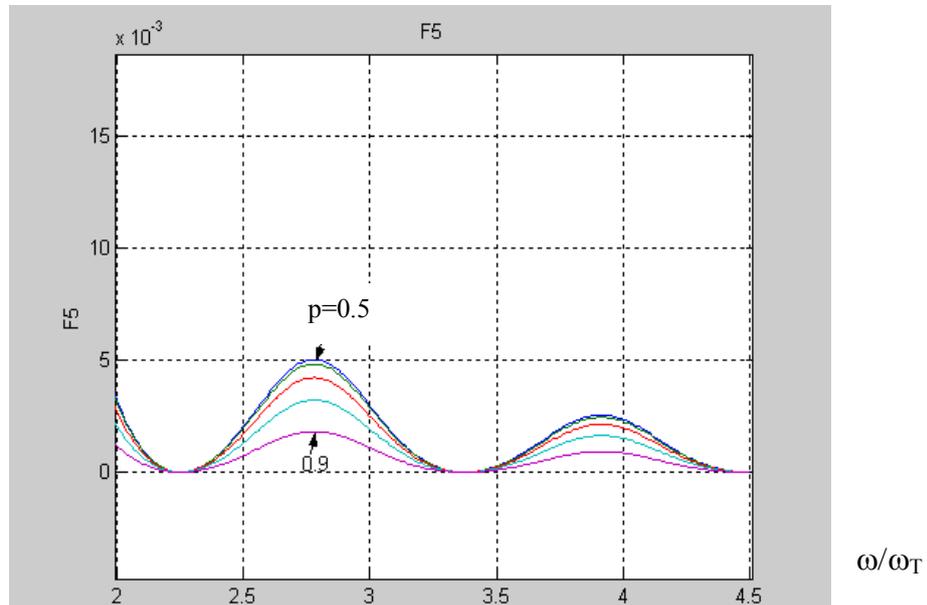
Непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 8ВІС представлена на рис.3.23.

$$\frac{F_{8ВІС\ cont}(\omega/\omega_T)}{T_1 U_0^2 / 2}$$



a)

$$\frac{F_{8B1C\ cont}(\omega/\omega_T)}{\frac{T_I U_0^2}{2}}$$



б)

Рис. 3.23. а) непрерывная составляющая энергетического спектра линейного сигнала со вставками 8B1C ($m=8$);
 б) увеличенный фрагмент кривых в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$

3.4.2. Определение энергетического спектра линейного кода со вставками mB1C для любых значений m [57]

В предыдущем параграфе получено аналитическое выражение для расчета энергетического спектра линейного сигнала со вставками mB1C при $m=8$.

Представляет большой интерес определение энергетического спектра сигнала со вставками mB1C для любых значений m , где m – количество бит в блоке исходной двоичной последовательности и "1" - бит-вставка.

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода со вставками mB1C, имеет вид

$$M' = \begin{matrix} & \underbrace{\hspace{10em}}_{m+1} \\ \left[\begin{array}{cccccc} 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & E \\ A & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & A & 0 & \cdots & 0 & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & A & 0 \end{array} \right] & \left. \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \end{matrix} \right\} m & \left. \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \end{matrix} \right\} m+1, \\ & \underbrace{\hspace{10em}}_m \end{matrix}$$

где $A = \begin{bmatrix} p & p \\ q & q \end{bmatrix}; \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad O = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$

Матрица-строка, составленная из уровней импульсов одинаковых групп, будет иметь вид

$$K = [0, \underbrace{1, 1, 0, \dots, 1, 0}_{m \text{ пар } (1, 0)}] \\ (m+1) \text{ пар}$$

Вероятности P_1, \dots, P_{2m+2} определяются путем решения системы уравнений $M'PI' = PI'$, где $P = \{P_1, \dots, P_{2m+2}\}$ и $I = \underbrace{[1, \dots, 1]}_{2m+2}$.

В нашем случае получаем:

$$\begin{cases} P_1, P_3 \dots P_{2m+1} = \frac{p}{m+1} & - \text{ нечетные элементы} \\ P_2, P_4 \dots P_{2m+2} = \frac{q}{m+1} & - \text{ четные элементы} \end{cases}$$

Соответственно имеем:

$$PK = [0, \underbrace{\frac{q}{m+1}, \frac{p}{m+1}, 0, \dots, \frac{p}{m+1}, 0}_{m \text{ пар } (\frac{p}{m+1}, 0)}] \\ (m+1) \text{ пар}$$

$$\lambda^{m+1} (\lambda^{m+1} - 1) = 0 - \text{ характеристическое уравнение.}$$

1 гр – символ 0; вставка, следующая за m-ой единицей;

- 2 гр – символ 1; вставка, следующая за m-ым нулем;
- 3 гр – символ 1; 1-ая позиция в блоке из m символов;
- 4 гр – символ 0; 1-ая позиция в блоке из m символов;
- 5 гр – символ 1; 2-ая позиция в блоке из m символов;
- 6 гр – символ 0; 2-ая позиция в блоке из m символов;
-
- (2m+1) гр – символ 1, m-ая позиция в блоке из m символов;
- (2m +2) гр – символ 0; m-ая позиция в блоке из m символов.

$$\psi(\lambda) = \lambda^{m+1} (\lambda^{m+1} - 1) \quad - \text{ минимальный многочлен.}$$

Соответственно:

$$\left\{ [(M')^{m+1} - 1]f(0) + [(M')^{m+1} - 1](M')f'(0) + \frac{[(M')^{m+1} - 1](M')^2}{2!} f''(0) + \dots \right. \\ \left. + \dots + \frac{[(M')^{m+1} - 1](M')^i}{i!} f^{(i)}(0) + \dots + \frac{[(M')^{m+1} - 1](M')^m}{m!} f^{(m)}(0) \right\}$$

непрерывная составляющая (матричное выражение) энергетического спектра.

Здесь:

$$f^{(i)}(0) = \left\{ \frac{1 - \lambda^2}{[1 - 2\lambda \cos \omega T + \lambda^2] \psi(\lambda) / \lambda^{m+1}} \right\}_{\lambda=0}^{(i)}$$

индекс (i) означает i-ую производную по λ от выражения в фигурных скобках.

$$\text{Учитывая, что: } KPK' = \frac{1+(m-1)p}{m+1}; \quad K(M')PK' = \frac{1+(m-2)p^2}{m+1}; \\ K(M')^2PK' = \frac{2pq+(m-1)p^2}{m+1}; \quad \dots \\ K(M')^mPK' = \frac{2pq+(m-1)p^2}{m+1}; \quad K(M')^{m+1}PK' = \frac{q^2+mp^2}{m+1}; \\ K(M')^{m+2}PK' = \frac{2pq+(m-1)p^2}{m+1}; \quad \dots$$

$$K(M')^{2m+1}PK' = \frac{2pq + (m-1)p^2}{m+1}; \quad K(M')^{2m+2}PK' = \frac{q^2 + mp^2}{m+1}; \quad \dots$$

получаем выражение спектр для непрерывной составляющей энергетического спектра:

$$F_{mBIC\ cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2}{T_{m+1/m}} \cdot pq \cdot \left[\frac{(m+1) - 2\cos\omega T_{m+1/m}}{m+1} \right], \quad (3.51)$$

где $T_{m+1/m} = \frac{mT_1}{m+1}$, T_1 – период следования импульсов исходной двоичной последовательности.

Для дискретной составляющей энергетического спектра в матричном выражении можем записать:

$$\frac{(M')^{m+1} [(M') - \lambda_2] [(M') - \lambda_3] \dots [(M') - \lambda_{m+1}]}{\lambda_1^{m+1} (\lambda_1 - \lambda_2) (\lambda_1 - \lambda_3) \dots (\lambda_1 - \lambda_{m+1})} +$$

$$+ \frac{(M')^{m+1} [(M') - \lambda_1] [(M') - \lambda_2] \dots [(M') - \lambda_m]}{\lambda_{m+1}^{m+1} (\lambda_{m+1} - \lambda_1) (\lambda_{m+1} - \lambda_2) \dots (\lambda_{m+1} - \lambda_m)}$$

где $\lambda_1, \dots, \lambda_{m+1}$ – корни уравнения $\lambda^{m+1} = 1$.

Соответственно дискретную составляющую можно представить в виде

$$F_{mBIC\ d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{m+1/m}^2} \cdot \left\{ \frac{(m-1)p^2 + 2pq}{m+1} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{m+1/m}} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{(q-p)^2}{m+1} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi\chi}{(m+1)T_{m+1/m}} \right) \right\},$$

где $T_{m+1/m} = \frac{mT_1}{m+1}$.

На рис 3.24, 3.25, 3.26, 3.27 соответственно приведены непрерывные составляющие энергетических спектров линейных сигналов mBIC для $m=2$

(2BIC); $m=3$ (3BIC); $m=5$ (5BIC); $m=10$ (10BIC) при $p = 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9$.

На рис. 3.28 а) для сравнения изображены непрерывные составляющие энергетических спектров линейных сигналов со вставками mBIC ($m=2, 3, 4, 5, 8, 10$) при $p= 0,5$; б) увеличенный фрагмент в диапазоне $\omega/\omega_T=2\div 4$.

Спектр линейного сигнала класса mBIC содержит дискретные составляющие на частотах, кратных $\frac{m+1}{m}\omega_T(I)$, и на частотах $\frac{\omega_T}{m}(II)$, причем компоненты II вида отсутствуют в том случае, когда вероятность появления единицы в исходной двоичной последовательности $p=0,5$.

Здесь, как и ранее, $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$ и T_1 – период следования импульсов в исходном

двоичном сигнале.

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_{m+1/m}U_0^2}$$

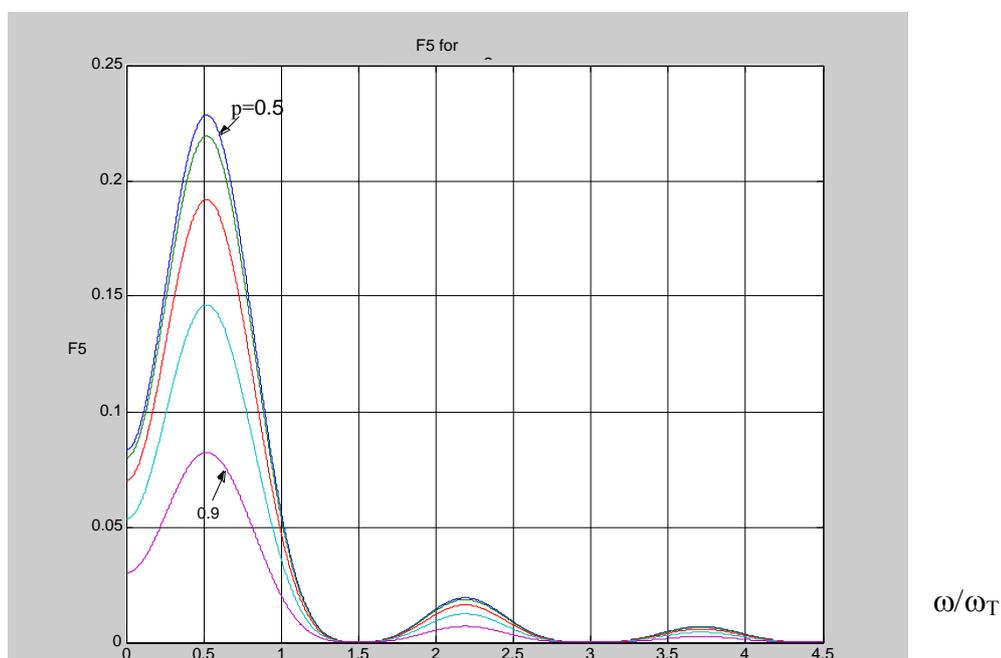


Рис. 3.24. Энергетический спектр линейного кода со вставками 2BIC ($m=2$)

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_{m+1/m}U_0^2}$$

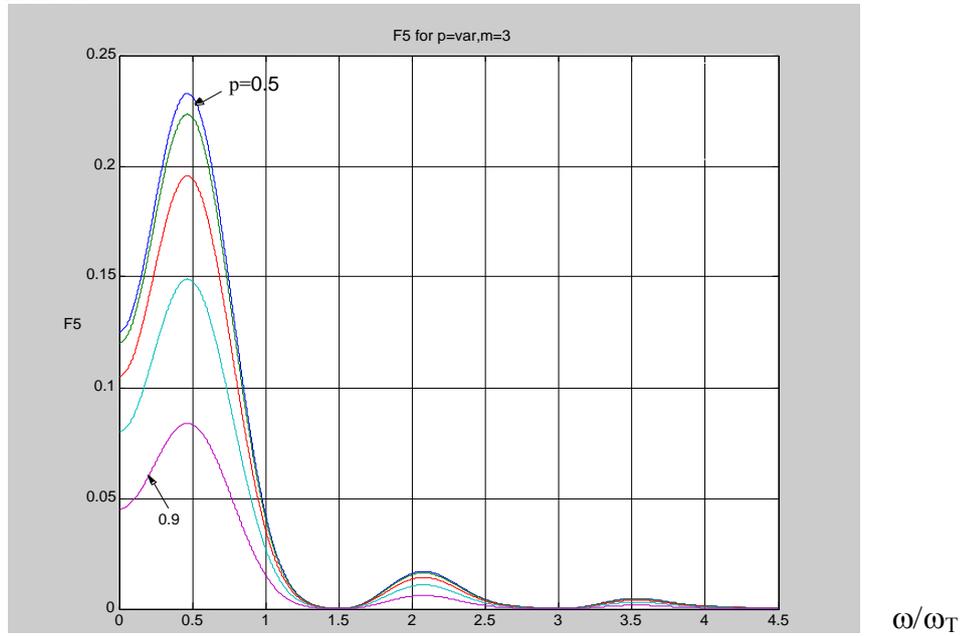


Рис. 3.25. Непрерывные составляющие энергетических спектров линейного сигнала со вставками ЗВІС ($m=3$)

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_{m+1/m}U_0^2}$$

ω/ω_T

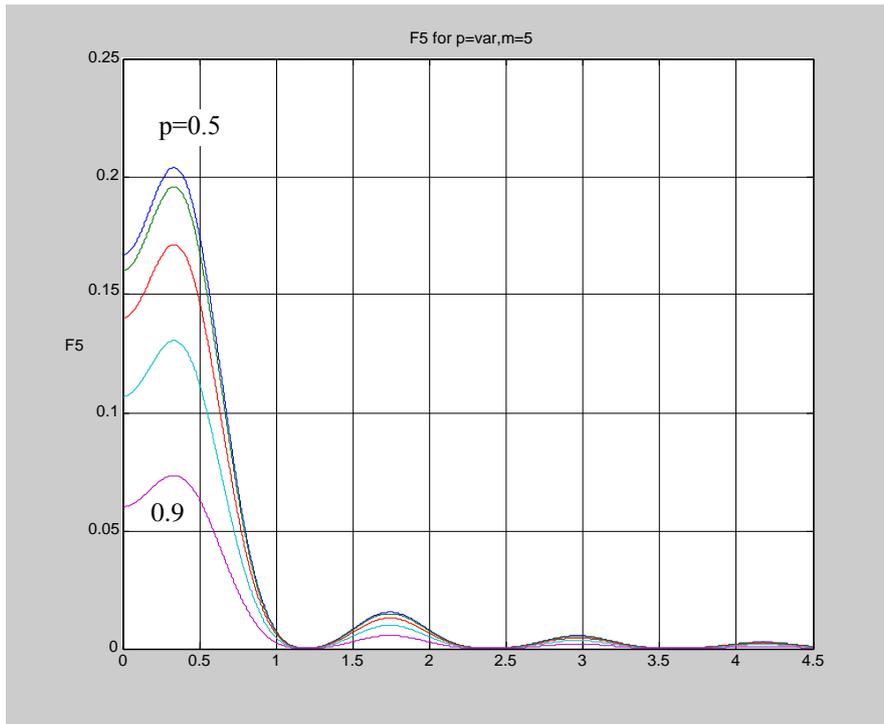


Рис. 3.26. Непрерывные составляющие энергетических спектров линейного сигнала со вставками 5BIC ($m=5$)

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_{m+1/m}U_0^2}$$

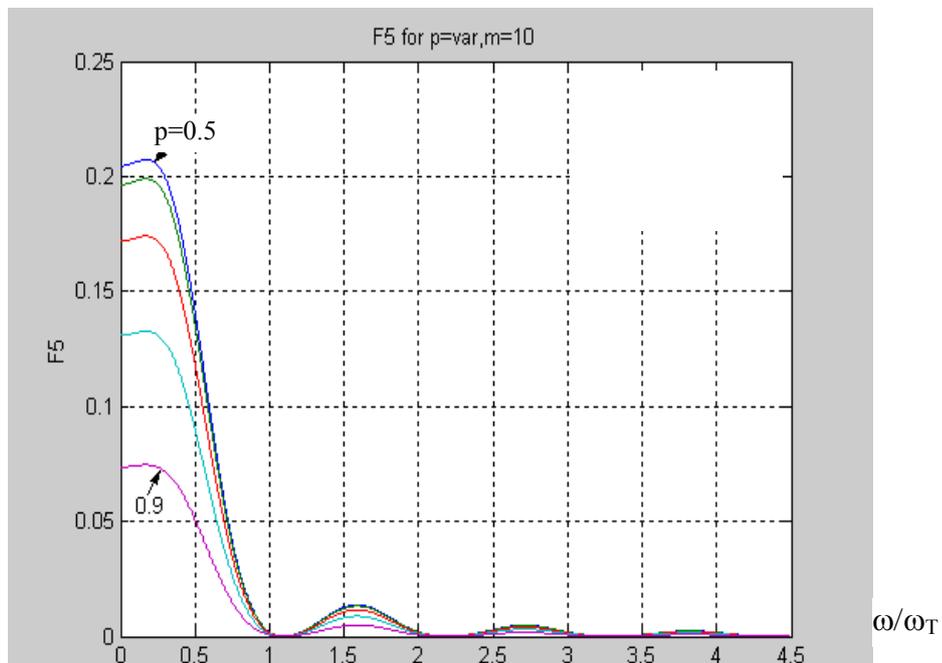
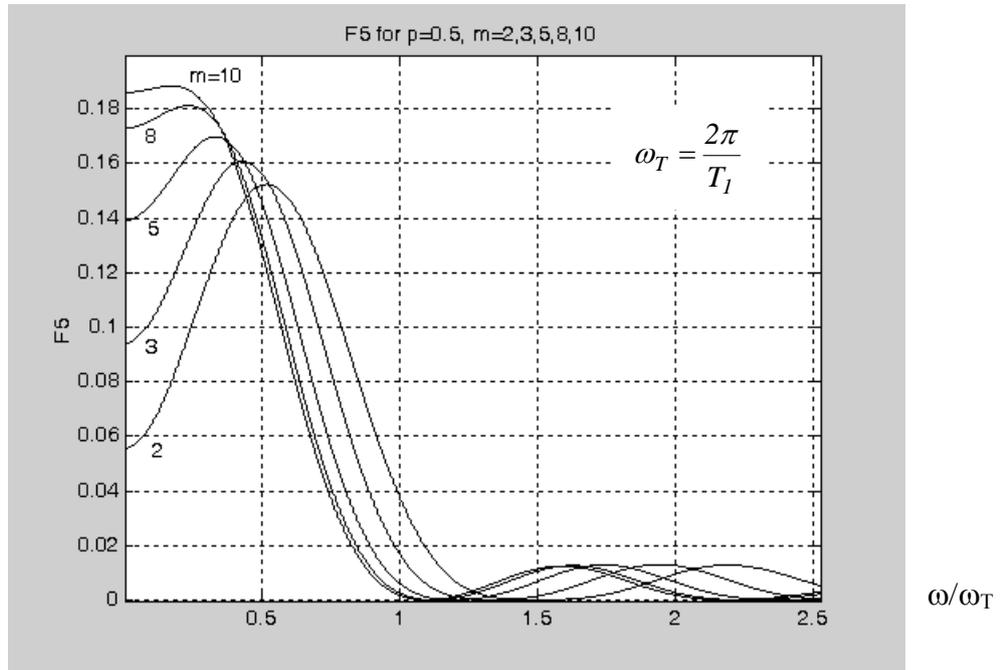


Рис. 3.27. Непрерывные составляющие энергетических спектров линейного сигнала со вставками 10BIC ($m=10$)

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$



a)

$$\frac{F_{mBIC\ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_1U_0^2}$$

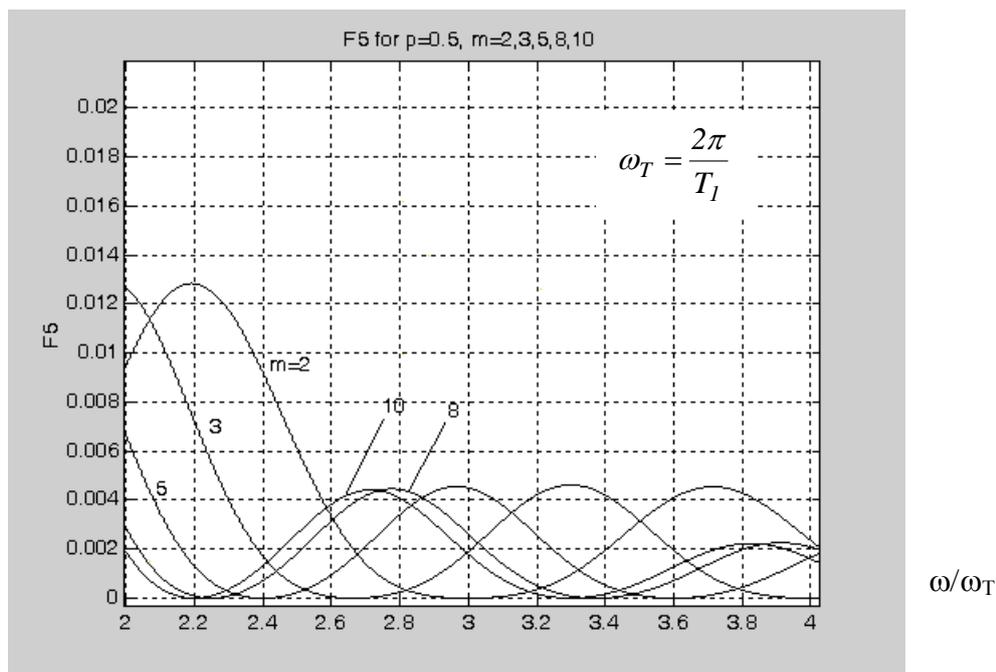


Рис. 3. 28. а) Непрерывные составляющие энергетического спектра линейного сигнала со вставками mBIC ($m=2, 3, 5, 8, 10$) при $p=0,5$;
 б) увеличенный фрагмент кривых в диапазоне $\omega/\omega_T=2 \div 4$

3.4.3. Определение энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму со вставками DmBIM ($m=2$)

Как отмечалось выше, относительный код со вставками DmBIM является усовершенствованным вариантом кода со вставками mBIC. Алгоритмы формирования DmBIM последовательности проиллюстрированы на рис. 2.9 и 2.10 (гл.2).

Через каждые m бит исходного сигнала (рис. 2.9,б) вставляется дополнительный символ маркер-единица (mBIM-кодирование), после чего полученная последовательность E преобразуется методом относительного кодирования в линейный сигнал V , который поступает на выход кодера. Как уже было показано в гл. 2, кодер работает согласно уравнению

$$V_k = V_{k-1} \oplus E_k,$$

где символ \oplus означает операцию суммирования “по модулю два”, декодер - согласно уравнению

$$E_k = V_k \oplus V_{k-1},$$

где V_{k-1} , V_k и E_k – соответствующие последовательности в $(k-1)$ -ом и k -ом интервалах.

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M относительного кода со вставками, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & p & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & p \\ p & q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ q & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица-строка, составленная из уровней импульсов каждой группы, имеет вид $K = [1, 0, 1, 0, 1, 0]$

Здесь: 1 гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке;

2 гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке;

3 гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке;

4 гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке;

5 гр – символ 1, 3-ья позиция в блоке;

6 гр – символ 0, 3-ья позиция в блоке.

$(\lambda^3 - 1) [\lambda^3 - (q-p)^2] = 0$ – характеристическое уравнение.

$$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \lambda_3 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}; \lambda_4 = \sqrt[3]{(q-p)^2};$$

$$\lambda_5 = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{(q-p)^2}; \lambda_6 = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{(q-p)^2};$$

$$\begin{cases} M' P I' = P I', \\ \sum_{j=1}^6 P_j = I. \end{cases} \quad \text{где } I = \underbrace{[1, 1, \dots, 1]}_6.$$

В результате решения системы линейных уравнений получаем:

$$P_1 = \frac{1}{6}; P_2 = \frac{1}{6}; P_3 = \frac{1}{6}; P_4 = \frac{1}{6}; P_5 = \frac{1}{6}; P_6 = \frac{1}{6};$$

$$PK = \left[\frac{1}{6}; 0; \frac{1}{6}; 0; \frac{1}{6}; 0 \right].$$

Здесь $\psi(\lambda) = (\lambda^3 - 1)[\lambda^3 - (q-p)^2]$ – минимальный многочлен.

Соответственно получаем матричное выражение для непрерывной составляющей:

$$\frac{-2[1 + a \cos \omega T_{3/2} - 2 \cos^2 \omega T_{3/2}][(M')^5 - (M')^2] +}{(a-1)[(1+a^2) + 6a \cos \omega T_{3/2} -} \\ + 2[a + \cos \omega T_{3/2} - 2a \cos^2 \omega T_{3/2}][(M')^4 - (M') + (1-a^2)][(M')^3 - E] -}{-8a \cos^3 T_{3/2}},$$

непрерывная составляющая (матричное выражение),

где $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$; $a = (q-p)^3$.

Далее находим:

$$KPK' = \frac{1}{2}; K(M')PK' = \frac{1}{6}; K(M')^2PK' = \frac{1+2pq}{6}; K(M')^3PK' = \frac{1-2pq}{2};$$

$$K(M')^4PK' = \frac{1+2pq}{6}; K(M')^5PK' = \frac{1+4pq-8p^2q^2}{6}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{D2BIM\ cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{3/2}} \cdot \frac{2pq(1-2pq)}{3} \times \\ \times \left\{ \frac{3 - 2 \cos \omega T_{3/2}}{1 + (q-p)^4 + 6(q-p)^2 \cos^2 \omega T_{3/2} - 8(q-p) \cos^3 \omega T_{3/2}} \right\} \quad (3.53)$$

где $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$.

Соответственно для дискретной составляющей можем записать:

$$\left\{ \frac{(M')^5 + (M')^4 + (M')^3 - (q-p)^2 [(M')^2 + M' + E]}{3[1 - (q-p)^2]} \right\} f(1) - \frac{1}{63[1 - (q-p)^2]} \times$$

$$\times \left\{ (M')^5 + (M')^4 - 2(M')^3 - (q-p)^2 [(M')^2 + M' - 2E] \right\} \times$$

$$\times \left\{ \left[f\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + f\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \right\}$$

- матричное выражение.

Используя приведенные выше выражения для КРК', . . . К(M')⁵РК', получаем для дискретной составляющей энергетического спектра:

$$F_{D2B1M \ d}(\omega) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{3/2}^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{3/2}}\right), \quad (3.54)$$

где $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$.

Легко видеть, что при $p=0,5$ энергетические спектры сигналов 2В1С и Д2В1М идентичны.

$$F_{D2B1M,2B1C \ cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U^2}{T_{3/2}} \cdot \frac{1}{12} (3 - 2\cos\omega T_{3/2});$$

$F_d(\omega)$ соответствует (3.54).

Необходимо отметить, что в отличие от сигналов класса mВ1С, сигналы класса DmВ1М характеризуются отсутствием дискретных составляющих спектра на частотах, представляющих собой гармоники тактовой частоты $\frac{\omega_T}{m}$ в

том случае, когда эти гармоники не имеют вид $\left(\eta \frac{m+1}{m} \omega_T\right)$ при $\eta=1,2,\dots$, где

$$\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}.$$

На рис. 3.29 представлена непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала со вставками DmВ1М ($m=2$), при $p=0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9$.

$$\frac{F_{DmB1M \ cont}(\omega/\omega_T)}{2T_1 U_0^2}$$

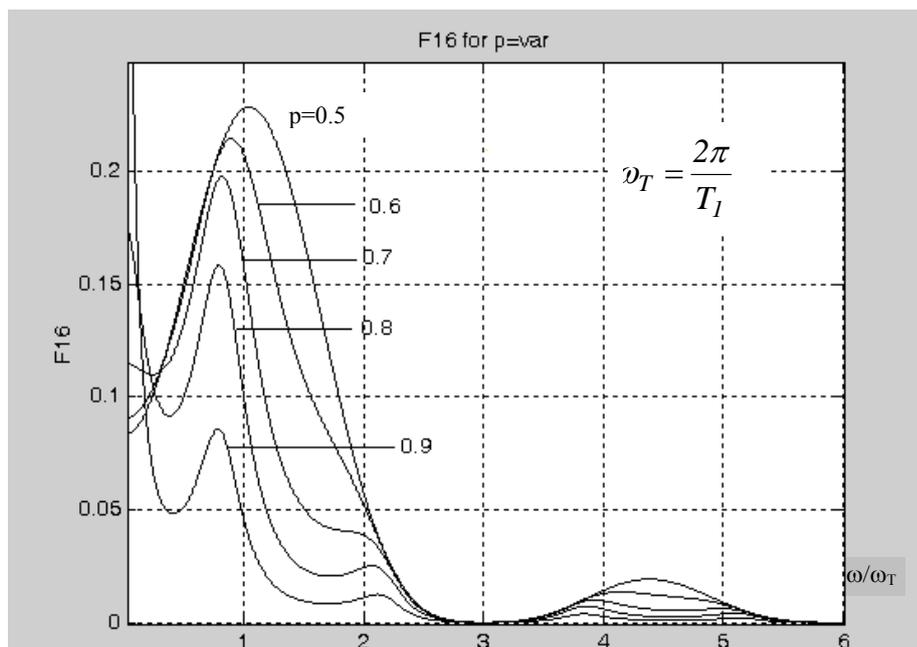


Рис. 3.29. Непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала со вставками DmBIM(m=2)

Формулы для расчета непрерывных и дискретных составляющих энергетических спектров линейных сигналов различных типов сведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Выражения для вычисления непрерывных и дискретных составляющих энергетического спектра линейных сигналов ЦВОСП

№	Наименование линейного сигнала	Выражение для вычисления Н/С		Выражение для вычисления Д/С	
1	2	3		4	
1. F1	ЛС без возвращения к нулю NRZ-L	$F_{\text{NRZ-Lcont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1} pq$	(3.6)	$F_{\text{NRZ-Ld}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1^2} p^2 \sum_{x=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi x}{T_1}\right)$	(3.7)
2. F2	Относительный двоичный ЛС типа M NRZ-S	$F_{\text{NRZ-Scont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1} \cdot \frac{1}{4} \left[\frac{1 - (p-q)^2}{1 - 2(p-q)\cos\omega T_1 + (p-q)^2} \right]$	(П.2.1)	$F_{\text{NRZ-Sd}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \left[\frac{q}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\chi}{T_1}\right) \right]$	(П.2.2)
3. F8	Относительный двоичный ЛС типа S NRZ-M	$F_{\text{NRZ-Mcont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1} \cdot \frac{1}{4} \left[\frac{1 - (q-p)^2}{1 - 2(q-p)\cos\omega T_1 - (q-p)^2} \right]$	(П.2.3)	$F_{\text{NRZ-Md}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \frac{p}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_1}\right)$	(П.2.4)
4. F9	ЛС с возвращением к нулю RZ-50	$F_{\text{RZ-50cont}} = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \frac{pq}{2}$	(3.9)	$F_{\text{RZ-50d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{p^2}{2} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right]$	(3.10)
5. F10	ЛС с возвращением к нулю RZ-25	$F_{\text{RZ-25cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_4} \cdot \frac{pq}{4}$	(П.3.1)	$F_{\text{RZ-25d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_4^2} \cdot \frac{p^2}{4} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{2T_4}\right) \right]$	(П.3.2)
6. F6	Абсолютный бимпульсный ЛС BI-L	$F_{\text{BI-Lcont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot pq \cdot (1 - \cos\omega T_2)$	(3.11)	$F_{\text{BI-Ld}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \left[pq \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1-4pq}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right]$	(3.12)
7. F7	Абсолютный бимпульсный ЛК второго вида BI-L ₂	$F_{\text{BI-L}_2\text{cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} pq(1 - \cos 2\omega T_2)$	(3.13)	$F_{\text{BI-L}_2\text{d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \left\{ \frac{1}{4} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \right] - \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \right\} + \frac{(1-2pq)}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + pq \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) - \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \right]$	(3.14)
8. F17	Абсолютный бимпульсный ЛС четвертого вида BI-L ₄	$F_{\text{BI-L}_4\text{cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} pq(1 - \cos 4\omega T_2)$	(3.15)	$F_{\text{BI-L}_4\text{d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \left\{ \frac{3-4pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left[\frac{2\pi}{T_2}\left(\chi \pm \frac{1}{8}\right)\right] + \frac{1}{4} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left[\frac{2\pi}{T_2}\left(\chi \pm \frac{1}{4}\right)\right] + \frac{1+4pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left[\frac{2\pi}{T_2}\left(\chi \pm \frac{3}{8}\right)\right] + pq \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left[\frac{2\pi}{T_2}\left(\chi \pm \frac{1}{2}\right)\right] + \frac{1-2pq}{8} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left[\frac{2\pi\chi}{T_2}\right] \right\}$	(3.16)
9. F15	Электронно-фотонный ЛС EP-1	$F_{\text{EP-1cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4(1+q)} \times \left\{ \frac{(1-q-q^2+5q^3) + (3-3q+5q^2-q^3)\cos\omega T_2 + (8q-4q^3)\cos^2\omega T_2 - [q^2 - (q-p)\cos^2\omega T_2] \cdot (p^2 + 4q\cos^2\omega T_2)}{-4(1-q+q^2)\cos^3\omega T_2 + 8q\cos^4\omega T_2} \right\}$	(3.17)	$F_{\text{EP-1d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right)$	(3.18)

Продолжение таблицы 3.2

1	2	3	4
10. F21	Электронно-фотонный ЛС EP-2	$F_{EP-2cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left\{ \frac{1 - (q-p)^4 + 2pq(q-p)(\cos 3\omega T_2 - \cos 5\omega T_2 - 4pq[1 + (q-p)^2] \cos 2\omega T_2)}{1 - 2(q-p)^2 \cos 4\omega T_2 + (q-p)^4} \right\}$	$(3.19) \quad F_{EP-2d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \quad (3.20)$
11. F13	ЛС Миллера	$F_{Mилл. cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{(1-3pq) + [(2-4pq) + (1-pq)(q-p)] \cos \omega T_2 + p^2 q^2 + (1-6pq) \cos^2 \omega T_2 + 4pq \cos^2 \omega T_2 - 2[(1-2pq) + (q-p)] \cos^3 \omega T_2 + 8pq \cos^4 \omega T_2}{p^2 q^2 + (1-6pq) \cos^2 \omega T_2 + 4pq \cos^2 \omega T_2 - 2[(1-2pq) + (q-p)] \cos^3 \omega T_2 + 8pq \cos^4 \omega T_2}$	$(3.21) \quad F_{Mилл.d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right), \quad (3.22)$
12. F14	ЛС Радева-Стойнова при $p=0,5$	$F_{P-Cr cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{(1-2pq)(3-2pq)} \cdot \left\{ \frac{[(1-2pq)^2(2-3pq)] + (1-2pq)[2(3-7pq) - pq(q-p) - 2pq(q-p)^2] \cos \omega T_2 + 4pq(2-3pq) \cos^2 \omega T_2 - 8(1-3pq) \cos^2 \omega T_2 + -4[2-8pq+5p^2q^2 - pq(1-2pq)(q-p) - pq(2-1pq)(q-p)^2] \cos^3 \omega T_2 + 16(1-2pq) \cos^4 \omega T_2}{(1-2pq)(3-2pq)} \cdot \left\{ \frac{[(1-2pq)^2(2-3pq)] + (1-2pq)[2(3-7pq) - pq(q-p) - 2pq(q-p)^2] \cos \omega T_2 + 4pq(2-3pq) \cos^2 \omega T_2 - 8(1-3pq) \cos^2 \omega T_2 + -4[2-8pq+5p^2q^2 - pq(1-2pq)(q-p) - pq(2-1pq)(q-p)^2] \cos^3 \omega T_2 + 16(1-2pq) \cos^4 \omega T_2}{(1-2pq)(3-2pq)} \right\} + \frac{(1-pq)(q-p)^2}{2} \right\}$ $F_{P-Cr.cont}(\omega) = F_{Mилл.cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{1}{4}$	$(3.24) \quad F_{P-Cr.d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \cdot \left\{ \frac{4-3pq-2p^2q^2-2pq(3+pq)(q-p)}{2(3-2pq)^2} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{(1-6pq+9p^2q^2-4p^3q^3) + p^2q^2(q-p)}{2(3-2pq)^2} \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right\}$ $(3.25) \quad F_{P-Cr.d}(\omega) = F_{Mилл.d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \quad (3.27)$
13. F11	Относительный ЛС типа VI-M	$F_{VI-Mcont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{p^2 - (p-q) \cos^2 \omega T_2}$	$(3.28) \quad F_{VI-Md}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \left[\frac{1}{8} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right] \quad (3.29)$
14. F12	Относительный ЛС типа VI-S	$F_{VI-Scont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{q^2 - (q-p) \cos^2 \omega T_2}$	$(3.30) \quad F_{VI-Sd}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \left[\frac{1}{8} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right] \quad (3.31)$
15. F3	Дифференциальный бифазный ЛС DBI	$F_{DBIcont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{p^2 - (p-q) \cos^2 \omega T_2}$	$(3.32) \quad F_{DBId}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) \quad (3.33)$
16. F4	ЛС СМІ	$F_{CMlcont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{(1+q^2) + (1-q^2) \cos \omega T_2 - 2q \cos^2 \omega T_2 - 2p \cos^3 \omega T_2}{q^2 - (q-p) \cos^2 \omega T_2}$	$(3.34) \quad F_{CMId}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_2^2} \left[\frac{1-q^2}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{q^2}{2} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right] \quad (3.35)$
17. F19	Блочный ЛС 2ВЗВ	$F_{2ВЗВ cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_{3/2}} \times \left\{ \frac{2q^6}{3} \cdot \frac{q^2 \cos^2 \omega T_{3/2} + 3 \cos^3 \omega T_{3/2} - 4 \cos^5 \omega T_{3/2}}{(1-2q^2+2q^4) + 3(1-2q^2) \cos^3 \omega T_{3/2} - 4(1-2q^2) \cos^3 \omega T_{3/2}} + \frac{q}{3} [p(-3+9p+5q^2) - 2p(p+q^2) \cos \omega T_{3/2} + 2(q-p)(2p+q^2) \cos^2 \omega T_{3/2}] \right\}$	$(3.36) \quad F_{2ВЗВd}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 g(\omega\tau_0) ^2 U_0^2}{T_{3/2}^2} \cdot \frac{1}{8} \left\{ \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{3/2}}\right) + \frac{1}{4} (4-24q+54q^2-54q^3+21q^4) \cdot \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_{3/2}} \left(x \pm \frac{1}{2}\right)\right) \right\} \quad (3.37)$

Продолжение таблицы 3.2

3.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ МНОГОУРОВНЕВЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ОБРАТНЫХ МАТРИЦ [58]

В связи с тем, что энергетические характеристики многоуровневых сигналов, используемых для передачи информации по линейным трактам цифровых систем, вносят существенный вклад в оценку помехозащищенности различных способов организации цифровых потоков, возникает необходимость в создании математических методов расчета спектральных характеристик линейных сигналов, способных оптимизировать формирование пакета программ, применяемых при вероятностном анализе параметров трактов передачи. Одним из базовых методов вероятностного анализа многоуровневых сигналов [42] основывается на тех разделах теории матриц, в которых возникают специфические проблемы, связанные с особенностями характеристических чисел кодообразующих матриц переходных вероятностей.

Рассмотрим способ определения энергетических спектров многоуровневых последовательностей, который не предполагает вычисление характеристических чисел матрицы переходных вероятностей M [42], за исключением характеристических чисел, модуль которых равен единице, а также исключает необходимость нахождения громоздких производных от дробно-рациональных функций.

В соответствии с [42] определим функцию $f(M')$ без использования интерполяционного полинома Лагранжа-Сильвестра. В [103] доказывается, что для сходимости ряда, аргументом которого является матрица M , к некоторой матрице $f(M)$, необходимо и достаточно, чтобы подобный ряд [42] сходился на спектре матрицы M . В рассматриваемом случае интересующий нас ряд сходится к функции

$$f(\lambda_j) = 1 + 2 \frac{\lambda_j \cos \omega T - \lambda_j^2}{1 - 2\lambda_j \cos \omega T + \lambda_j^2} = \frac{1 - \lambda_j^2}{1 - 2\lambda_j^2 \cos \omega T + \lambda_j^2} \quad (3.55)$$

для всех λ_j , для которых справедливы неравенства

$$|\lambda_j| < 1; \quad \lambda_j \neq \cos \omega_j T + i \sin \omega_j T, \quad (3.56)$$

где λ_j – характеристическое число матрицы M .

Как было показано в [42], матрица переходных вероятностей M является стохастической и в общем виде импримитивной с индексом импримитивности h . Поэтому в состав ее характеристического многочлена будут входить h характеристические числа $\lambda_1, \dots, \lambda_h$, для которых $\lambda_j = \cos \omega_j T + i \sin \omega_j T$, где $\omega_j T = j \frac{2\pi}{h}$. Для остальных $(n-h)$ характеристических чисел с $(h+1)$ -го по $(n-e)$ справедливы неравенства (3.56), т.е. применение приведенной выше теоремы для определения функции $f(M')$ не представляется возможным. Ниже предлагается способ, позволяющий избежать затруднений, возникающих вследствие стохастичности и импримитивности матрицы M .

Рассмотрим матрицу $M(I)$, которая может быть определена с помощью выражения

$$M(I) = \frac{M \left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - I} \right]_{\lambda \rightarrow M}}{\left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - I} \right]_{\lambda=I}}, \quad (3.57)$$

где $\Delta(\lambda)$ – характеристический многочлен матрицы M ; $\lambda \llcorner M$ – замена скаляра на матрицу M .

Полученная в соответствии с (3.57) матрица $M(I)$ может быть записана в виде

$$M(I) = RG(I)T, \quad (3.58)$$

где R – неособенная преобразующая матрица; $T=R^{-1}$;

$$G(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ 0 & \cdot & \dots & \lambda_h & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & \cdot & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

(3.59)

Введем также матрицу $M' = M - M(1)$. Тогда для M можно записать:

$$M' = R[G - G(1)]T, \quad (3.60)$$

где

$$G - G(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ 0 & \cdot & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \dots & 0 & \lambda_{h+1} & \dots & 0 \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & \cdot & \dots & 0 & 0 & \dots & \lambda_h \end{bmatrix}. \quad (3.61)$$

Ввод матриц $M(1)$ и M^* позволяет представить ρ -ю степень матрицы M в виде

$$M^\rho = [M' + M(1)]^\rho = (M^*)^\rho + \sum_{\tau=1}^{\rho-1} C_\rho^\tau (M^*)^\tau [M(1)]^{\rho-\tau} +$$

$$+ \sum_{\tau=1}^{\rho-1} C_{\rho}^{\tau} [M(1)]^{\tau} (M^*)^{\rho-\tau} + [M(1)]^{\rho}, \quad (3.62)$$

где $C_{\rho}^{\tau} = \frac{\rho}{\tau!(\rho-\tau)!}$.

Из (3.59) и (3.61) следует, что для произведений вида

$[G-G(1)]^{\tau} [G(1)]^{\rho-\tau}$ и $[G(1)]^{\tau} [G-G(1)]^{\rho-\tau}$ будут справедливы равенства:

$$[G-G(1)]^{\tau} [G(1)]^{\rho-\tau} = 0 \quad (3.63)$$

$$[G(1)]^{\tau} [G-G(1)]^{\rho-\tau} = 0, \quad (3.64)$$

где $\tau=1, 2, \dots, \rho-1$.

Тогда возможен следующий переход:

$$(M^*)^{\tau} [M(1)]^{\rho-\tau} = R[G-G(1)]^{\tau} TRG^{\rho-\tau}(1)T = R[G-G(1)]^{\tau} G(1)^{\rho-\tau} T = 0; \quad (3.65)$$

$$[M(1)]^{\tau} (M^*)^{\rho-\tau} = RG^{\tau}(1) TR[G-G(1)]^{\rho-\tau} T = RG^{\tau}(1) [G-G(1)]^{\rho-\tau} = 0, \quad (3.66)$$

где $\tau=1, 2, \dots, \rho-1$.

Подставляя (3.65) и (3.66) в (3.62), получаем:

$$M^{\rho} = (M^*) + [M(1)]^{\rho}. \quad (3.67)$$

На основании изложенного в [42], можем получить следующую запись функции $f(M')$:

$$f(M') = f[(M^*)'] + f[M'(1)], \quad (3.68)$$

где

$$f[(M^*)'] = 1 + 2 + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) [(M^*)']^{\rho} \cos \rho \omega tT - M_0; \quad (3.69)$$

$$f[M'(1)] = 1 + 2 + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) [M'(1)]^{\rho} \cos \rho \omega tT; \quad (3.70)$$

$$M_0 = \frac{\left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda \rightarrow M'}}{\left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda=1}}.$$

Из (3.60) и (3.61) следует, что характеристические числа матрицы M^* удовлетворяют условию (3.56). Это означает, что бесконечный ряд (3.69) сходится к некоторому пределу, который в соответствии с [103] равен:

$$f[(M^*)'] = \{E - [(M^*)']^2\} \{E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)']^2\}^{-1} - M_0. \quad (3.71)$$

В (3.71) матрицы $\{E - [(M^*)']^2\}$ и $\{E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)']^2\}^{-1}$ перестановочны в силу свойств многочленов от матриц, описанных в [104].

Полученное выражение для $f[(M^*)']$ позволяет представить непрерывную составляющую энергетического спектра многоуровневой последовательности в виде

$$F_{cont}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 [g(\omega \tau_0)]^2 U_0^2}{T} \times \left[K \{E - [(M^*)']^2\} \{E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)']^2\}^{-1} PK' - KM_0 PK' \right], \quad (3.72)$$

где K и P определены в [42].

На основании (3.72) можно сделать вывод, что определение непрерывной составляющей энергетического спектра многоуровневого сигнала может быть сведено к определению матрицы, обратной матрице $\{E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)']^2\}$, и получению произведения данной матрицы и матрицы $\{E - [(M^*)']^2\}$.

Выражение (3.68) позволяет также получить выражение для дискретной составляющей энергетического спектра многоуровневой последовательности, которое будет иметь вид

$$F_d(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 [g(\omega \tau_0)]^2 U_0^2}{T^2} Kf[M'(l)]PK'. \quad (3.73)$$

Введем обозначения:

$$G(l) = G_1(l) + G_2(l) + \dots + G_h(l), \quad (3.74)$$

где

где $\eta = 1, 2, \dots, j = 1, 2, \dots, h$.

Это означает, что функция $f[M'_j(1)]$ может быть приведена к стандартному виду [48] и, следовательно, возможен переход от выражения (3.73) к записи с помощью комбинации δ -функций.

Таким образом, описанный способ позволяет получить выражение энергетического спектра многоуровневой последовательности с помощью достаточно простых операций. При этом в качестве основного используется стандартный способ определения миноров n -го и $(n-1)$ порядков для матрицы $\{E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)']^2\}$. Универсальность способа заключается в том, что он может быть применен при любой структуре матрицы переходных вероятностей M и при любом значении вероятности появления единицы в исходном двоичном сигнале.

3.6. ПОСТОЯННЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ ВОСП

Как отмечалось в гл.2, наличие постоянной составляющей в энергетическом спектре линейного сигнала оказывает существенное влияние на построение схемы приемного устройства ВОСП, а компоненты дискретной составляющей с соответствующими количественными показателями (амплитуда), являются важным параметром узла выделения тактовой частоты приемного устройства ВОСП. При отсутствии дискретной составляющей в некоторых случаях требуется специальное устройство нелинейной обработки линейного сигнала (об этом см. в гл. 4). Рассмотрим линейные сигналы с точки зрения наличия в их энергетических спектрах постоянных и дискретных составляющих.

3.6.1. Постоянные составляющие энергетических спектров

линейных сигналов ВОСП

1. Линейный код без возвращения к нулю NRZ-L. Постоянная составляющая энергетического спектра находится из выражения (3.6); при $\omega=0$: $F_{NRZ-L}(0)=pq$.

2. Относительные двоичные коды NRZ-S и NRZ-M. Постоянная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала NRZ-S определяется из выражения (П.1.1.) при $\omega=0$:

$$F_{NRZ-S}(0) = \frac{p}{4q}.$$

Постоянная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала NRZ-M находится из выражения (П.1.2) при $\omega=0$:

$$F_{NRZ-M}(0) = \frac{q}{4p}.$$

Сравнение (П.1.1) и (П.1.3), а также выражения постоянных составляющих для линейных сигналов NRZ-S, NRZ-M показывают, что выражения могут получены одно из другого путем замены p на q и обратно.

3. Линейные коды без возвращения к нулю RZ-50 и RZ-25. Постоянная составляющая энергетических спектров линейных сигналов RZ-50 и RZ-25 находится из выражений (3.9), (П.2.1) и соответственно равна $F_{RZ-50}(0) = \frac{pq}{2}$ и

$$F_{RZ-25}(0) = \frac{pq}{4}.$$

4. Абсолютные биимпульсные линейные коды BI-L, BI-L₂, BI-L₄. Постоянные составляющие энергетических спектров линейных сигналов BI-L, BI-L₂ и BI-L₄ находятся из выражений (3.11) (3.13) и (3.15) при $\omega=0$:

$$F_{BI-L}(0) = 0; F_{BI-L_2}(0) = 0; F_{BI-L_4}(0) = 0.$$

5. Электронно-фотонные коды EP-1 и EP-2. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала EP-1 находится из выражения (3.17) при $\omega=0$: $F_{EP-1}(0) = 0$.

Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала EP-2 находится из выражения (3.19) при $\omega=0$: $F_{EP-2}(0)=0$.

6. Код Миллера. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера находится из выражения (3.21) при

$$\omega=0: F_{\text{Миллер}}(0) = \frac{p^2}{2(1+pq)}.$$

7. Код Радева-Стоянова. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала по алгоритму Радева-Стоянова находится из выражения (3.23) при $\omega=0$:

$$F_{P-Cm}(0) = \frac{pq}{(1-2pq)(3-2pq)} \times \left\{ pq \left[1 + \frac{4pq(1-4pq)}{(3-2pq)^2} + \frac{3(1-pq)(q-p)}{(3-2pq)^2} \right] + \frac{(1-pq)(1-4pq)}{2} \right\}.$$

8. Линейные коды VI-M и VI-S. Постоянная составляющая энергетических спектров линейных сигналов VI-M и VI-S находится соответственно из выражений (3.28), (3.30) и (П.3.1) при $\omega=0$: $F_{VI-M}(0)=0$; $F_{VI-S}(0)=0$.

9. Линейные коды DBI и CMI. Постоянная составляющая энергетических спектров линейных сигналов DBI и CMI находятся соответственно из выражений (3.32), (3.34) при $\omega=0$: $F_{DBI}(0)=0$; $F_{CMI}(0)=0$.

10. Блочный линейный код 2B3B. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 2B3B находится из выражения (3.36) при

$$\omega=0: F_{2B3B}(0) = \frac{2q^4}{3}.$$

11. Многоуровневый линейный код 2B2Q. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 2B2Q находится из выражения (3.38) при $\omega=0$ и для установленных значений уровней $U_1=0$, $U_2=0,25$, $U_3=0,5$,

$$U_4=0,75 \text{ имеет вид } F_{2B2Q} = \frac{5pq}{16}.$$

12. Блочный линейный код 3B4B. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала 3B4B находится соответственно из выражения

(3.40) при $\omega=0$ и $p=0,25$; $p=0,75$; из выражения (3.41) - при $\omega=0$ и $p=0,375$; $p=0,625$ и из выражения (3.42) при $\omega=0$ и $p=0,5$ и $F(0)=0$.

13. Линейный код со вставками mBIC. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала со вставками находится из выражения (3.51) при $\omega=0$: $F_{mBIC}(0) = \frac{m-1}{m+1} pq$.

Соответственно: $m=2$, $F_{2BIC}(0) = \frac{1}{3} pq$; $m=3$, $F_{3BIC}(0) = \frac{1}{2} pq$;

$m=5$, $F_{5BIC}(0) = \frac{2}{3} pq$; $m=8$, $F_{8BIC}(0) = \frac{7}{9} pq$; $m=10$, $F_{10BIC}(0) = \frac{9}{11} pq$.

14. Линейный код со вставками D2B1M. Постоянная составляющая энергетического спектра линейного сигнала со вставками находится из выражения (3.53) при $\omega=0$:

$$F_{D2B1M}(0) = \frac{pq(1-2pq)}{3[3-8pq-8p^2q^2-4(p-q)]}$$

На рис. 3.30 показана зависимость величины постоянной составляющей $F(0)$ от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейных сигналов NRZ-L (F_1), NRZ-M (F_2), NRZ-S (F_8), RZ-50 (F_9), RZ-25 (F_{10}).

На рис. 3.31 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейного сигнала 2B3B(F_{19}), кода по алгоритму Миллера (F_{13}) и четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q(F_{18}).

На рис. 3.32 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы для линейных сигналов по алгоритму Миллера (F_{13}) и четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q(F_{18}) – увеличенный размер.

На рис. 3.33 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова.

На рис. 3.34 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейного сигнала 2В4В.

На рис. 3.35 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейных сигналов со вставками mBIC ($m=2,3,5,8,10$).

На рис. 3.36 показана зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для относительного линейного сигнала со вставками D2BIM.

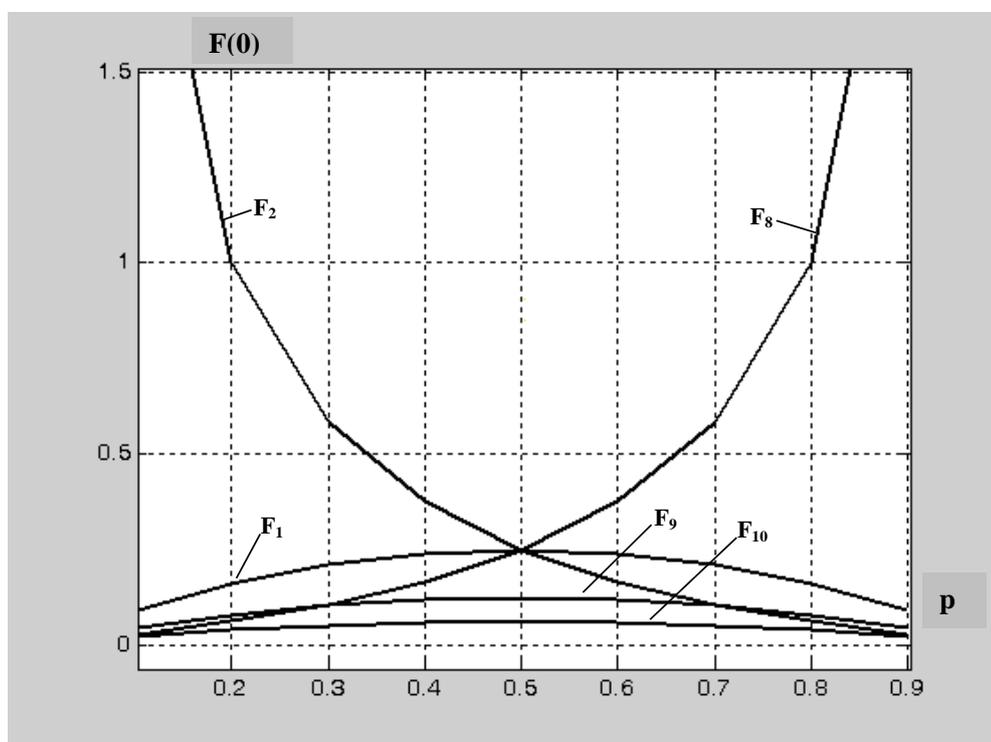


Рис. 3.30. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейных сигналов NRZ-L (F_1), NRZ-M (F_2), NRZ-S (F_8), RZ-50 (F_9), RZ-25 (F_{10})

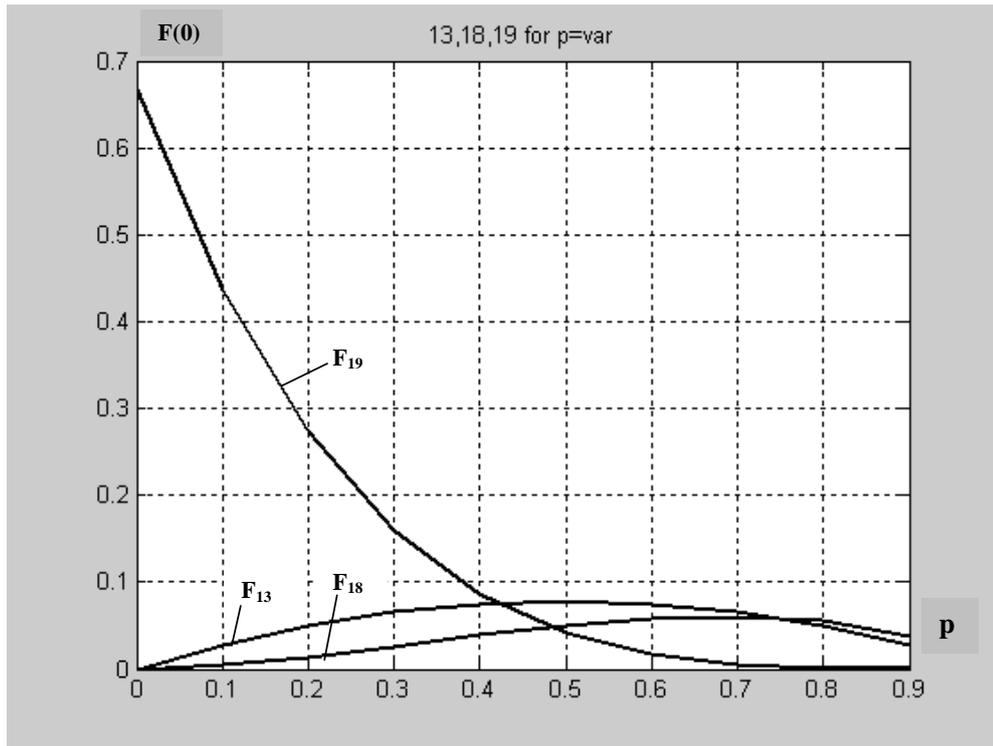


Рис. 3.31. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейного сигнала 2B3B (F_{19}), кода по алгоритму Миллера (F_{13}) и четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q (F_{18})

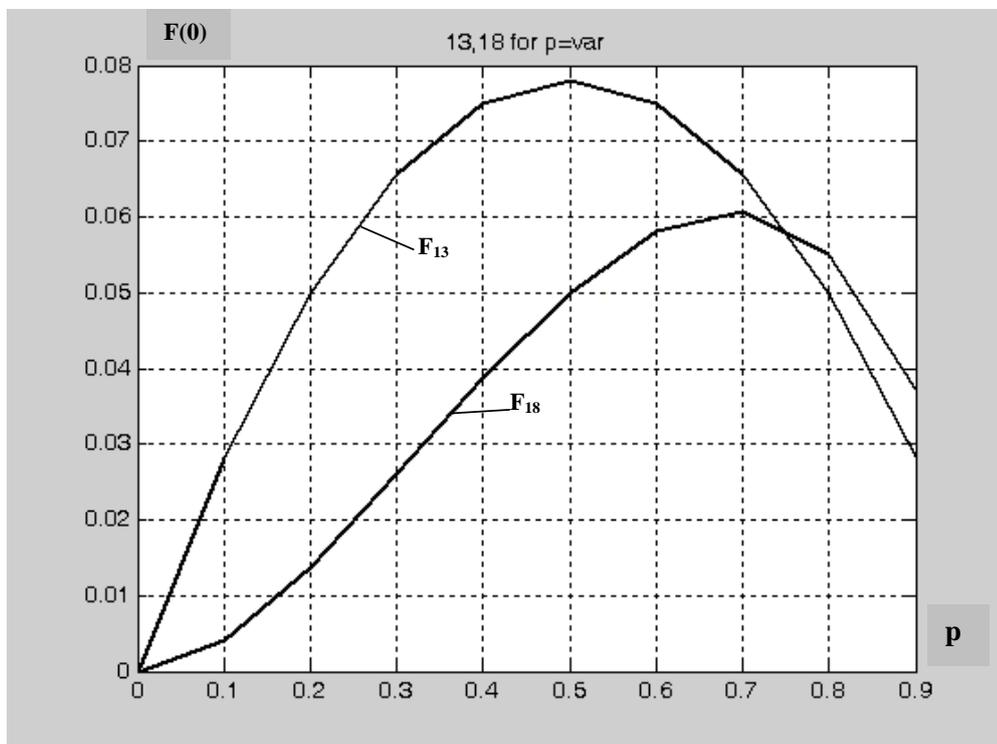


Рис. 3.32. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы для линейных сигналов по алгоритму Миллера (F_{13}) и четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q (F_{18})

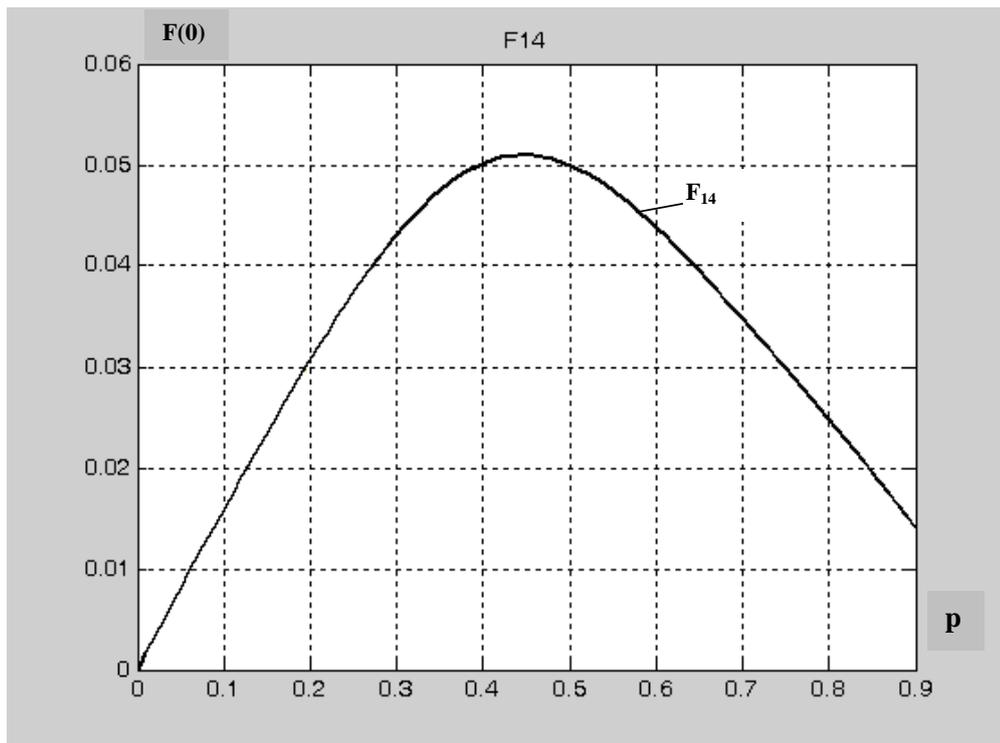


Рис. 3.33. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p линейного сигнала по алгоритму Радева-Стоянова

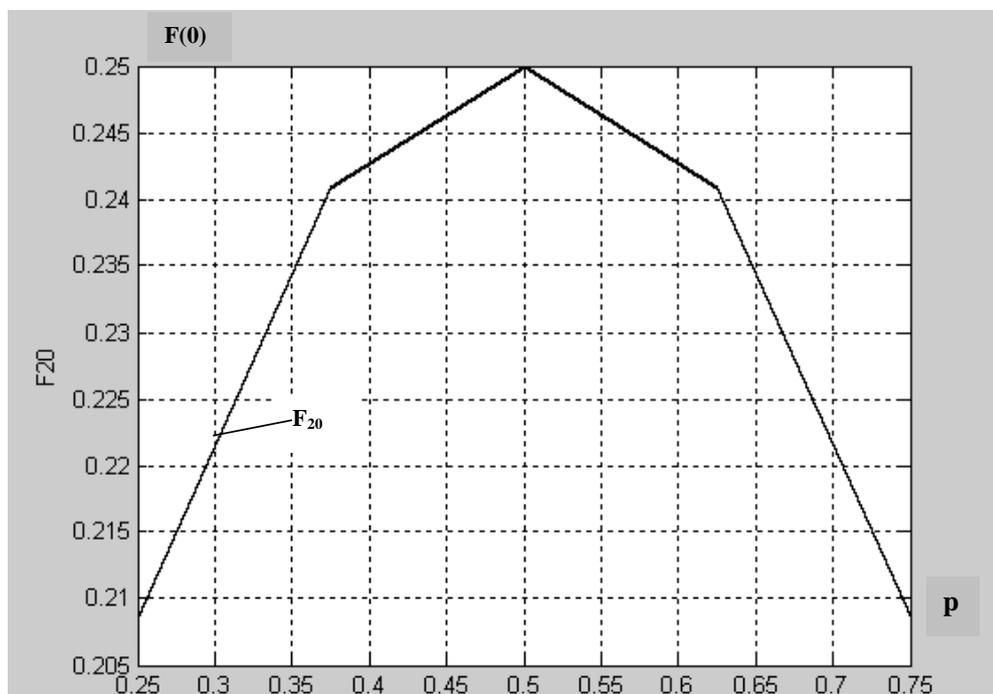


Рис. 3.34. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для линейного сигнала 3В4В

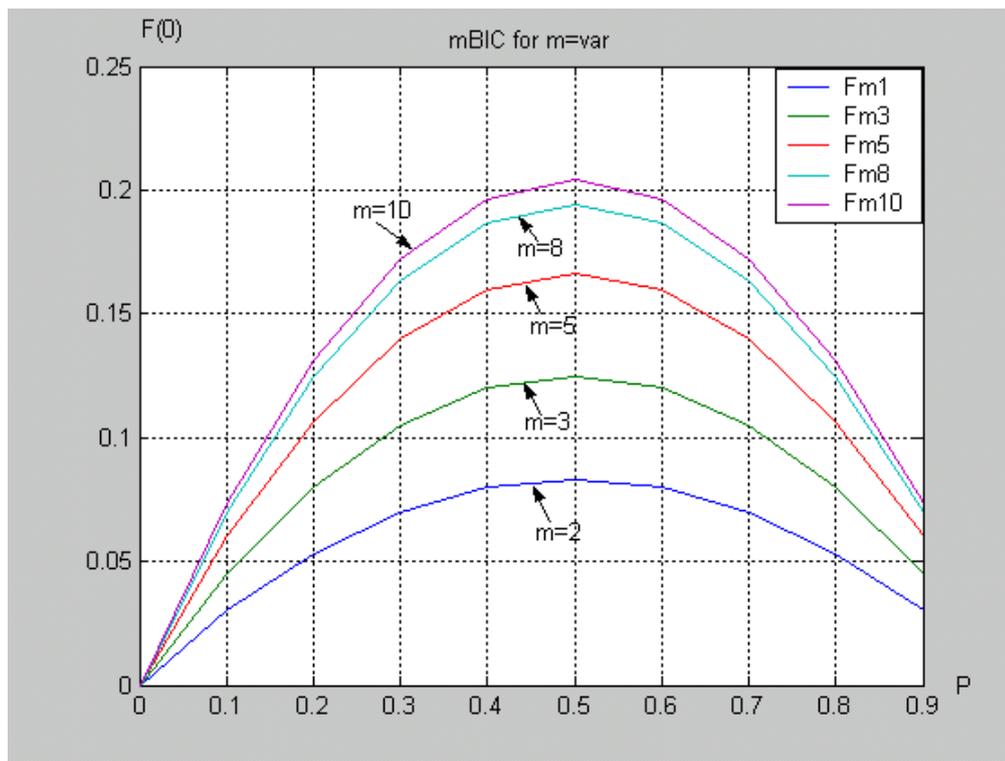


Рис. 3.35. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p для линейных сигналов mBIC ($m=2, 3, 5, 8, 10$)

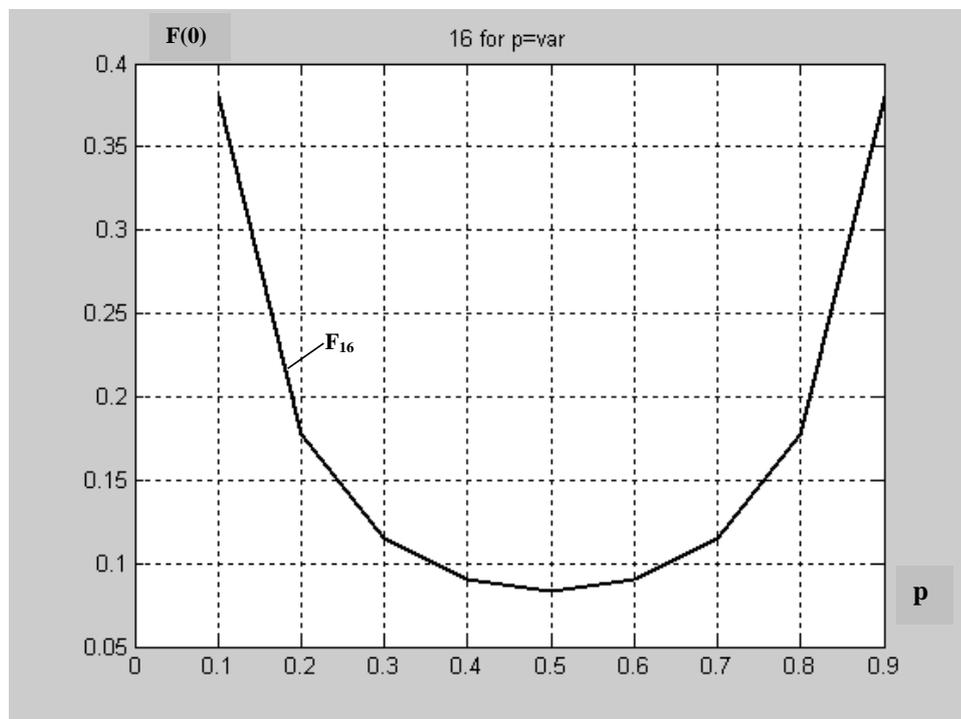


Рис. 3.36. Зависимость величины постоянной составляющей от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности для относительного линейного сигнала со вставками D2B1M

3.6.2. Дискретные составляющие энергетического спектра линейных кодов ВОСП

1. Линейный сигнал без возвращения к нулю NRZ-L (F₁). Дискретная составляющая находится из выражения (3.7). Спектр содержит только

гармоники тактовой частоты $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$:

$$F_{NRZ-L d}(\chi\omega_T) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot p^2.$$

Максимальная величина дискретной составляющей достигается при $p=q=0,5$, где $p^2=0,25$.

2. Относительные двоичные коды NRZ-M (F₂) и NRZ-S (F₈). Дискретная составляющая относительных двоичных кодов NRZ-M и NRZ-S находится соответственно из выражений П.1.2 и П.1.4. Спектр содержит только

гармоники тактовой частоты $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$:

$$F_{NRZ-M}(\chi\omega_T) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \frac{p}{2};$$

$$F_{NRZ-S}(\chi\omega_T) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \frac{q}{2},$$

где $\chi=1,2,\dots$

Максимальная величина дискретной составляющей достигается соответственно при $p \rightarrow 1$ и $q \rightarrow 1$, где $p/2 \rightarrow 0,5$ и $q/2 \rightarrow 0,5$.

3. Линейные коды без возврата к нулю RZ-50 (F₉) и RZ-25 (F₁₀). Дискретные составляющие находятся соответственно из выражений (3.10) и (П. 3.1).

Спектры содержат только гармоники тактовой частоты $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$:

$$F_{RZ-50 d}(\chi\omega_T) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{p^2}{2};$$

$$F_{RZ-25 d}(\chi\omega_T) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_4^2} \cdot \frac{p^2}{4},$$

где $\chi=1,2,\dots$, $T_2 = \frac{T_1}{2}$ и $T_4 = \frac{T_1}{4}$ соответственно.

Максимальная величина дискретных составляющих достигается при $p=q=0,5$, где $p^2 = 0,25$ ($\frac{p^2}{2} = 0,125$; $\frac{p^2}{4} = 0,0625$).

На рис. 3.37 приведена зависимость мощности гармоник тактовой частоты в спектре линейных сигналов NRZ-L(F₁), NRZ-M(F₂), NRZ-S(F₈), RZ-50(F₉), RZ-25(F₁₀) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

4. Абсолютные биимпульсные линейные коды BI-L (F₆), BI-L₂ (F₇), BI-L₄ (F₁₇). Дискретные составляющие спектра линейных сигналов BI-L, BI-L₂, BI-L₄ находятся соответственно из выражений (3.12), (3.14), (3.16).

а) BI-L. При $p=q=0,5$ из выражения (3.12) следует, что спектр содержит только гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$, где $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$:

$$F_{BI-L d}^{(p=0,5)}(\varepsilon \cdot 2\omega_T) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

При $p \neq q$ спектр содержит все гармоники тактовой частоты, где для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{BI-L d}^{(p \neq q)}[(2\varepsilon - 1)\omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1 - 4pq}{2}.$$

Соответственно для четных гармоник имеем:

$$F_{BI-L d}^{(p \neq q)}(2\varepsilon \cdot \omega_T) = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1 - 2pq}{2}.$$

Здесь $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

В обоих случаях величина дискретных составляющих зависит от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

На рис. 3.38 представлена зависимость мощности нечетных ($F_{\text{неч.тч}}$) и четных ($F_{\text{чет.тч}}$) гармоник тактовой частоты в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала ВJ-L от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

б) ВJ-L₂. Из выражения (3.14) находим дискретные составляющие спектра абсолютного биимпульсного сигнала второго вида ВJ-L₂.

Из выражения (3.14) следует, что спектр содержит все гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$, где $\omega_T = \frac{2\pi}{T_1}$:

$$F_{\text{ВJ-L}_2}[\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1-2pq}{2},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$

Спектр содержит также нечетные гармоники тактовой частоты ω_T и полутаковой частоты $\frac{\omega_T}{2}$:

Нечетные составляющие:

$$F_{\text{ВJ-L}}[(2\varepsilon - 1) \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1-4pq}{4},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$;

Составляющие на полутаковой частоте:

$$F_{\text{ВJ-L}}[(2\eta - 1) \cdot \frac{\omega_T}{2}] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1-4pq}{2},$$

где $\eta=1,2,\dots$;

Из приведенных соотношений следует, что при $p=0,5$ в спектре присутствуют только гармоники удвоенной тактовой частоты:

$$F_{BI-L_2 d}^{(p=0,5)}[\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{1}{4};$$

$$F_{BI-L_2 d}^{(p=0,5)}[(2\varepsilon - 1)\omega_T] = 0;$$

$$F_{BI-L_2 d}^{(p=0,5)}[(2\eta - 1)\frac{\omega_T}{2}] = 0.$$

По мере того как значение p отклоняется от $0,5$, величина всех дискретных составляющих возрастает, стремясь к максимуму при $p \rightarrow 0$ и $p \rightarrow 1$.

На рис. 3.39 показана зависимость мощности четных гармоник удвоенной тактовой частоты ($F_{7 \text{ нч.уд.тч}}$) нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{7 \text{ нч.тч}}$) и нечетных гармоник полутаковой частоты ($F_{7 \text{ нч.птч}}$) в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала второго вида ВJ-L₂ от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

в) ВI-L₄. Из выражения (3.16) находим дискретные составляющие спектра абсолютного биимпульсного сигнала четвертого вида ВI-L₄.

Из (3.16) следует, что спектр содержит все гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$, где $\omega_T = \frac{2\pi}{T}$:

$$F_{BI-L_4 d}[\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1 - 2pq}{8},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Спектр содержит также нечетные гармоники тактовой частоты ω_T и полутаковой частоты $\frac{\omega_T}{2}$:

$$F_{BI-L_4 d}[(2\mu + 1) \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot pq,$$

$$F_{BI-L_4 d}[(2\mu + 1) \cdot \frac{\omega_T}{2}] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\mu=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Дополняют ансамбль нечетные гармоники частоты $\frac{\omega_T}{4}$:

$$F_{BI-L_4 d}[(8\mu \pm 1) \cdot \frac{\omega_T}{4}] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{3 - 4pq}{8},$$

$$F_{BI-L_4 d}[(8\mu \pm 3) \cdot \frac{\omega_T}{4}] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1 + 4pq}{8}$$

где $\mu=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$;

Величина всех дискретных, кроме нечетных гармоник полутактовой частоты зависит от вероятности p и не обращается в 0 при $p=0,5$. Величина мощности нечетных гармоник полутактовой частоты постоянна, не равна нулю и не зависит от p .

На рис. 3.40 приведена зависимость гармоник удвоенной тактовой частоты $F_{17\text{уд.т.ч}}$, нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{17\text{нч.т.ч}}$) в спектре абсолютного биимпульсного сигнала четвертого вида (BJ-L₄) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности, а на рис. 3.41 зависимости мощности ансамбля нечетных гармоник частоты $(8\mu \pm 1) \frac{\omega_T}{4}$ (кривая-1) и ансамбля четных гармоник частоты $(8\mu \pm 3) \frac{\omega_T}{4}$ (кривая-2) в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала вида (BJ-L₄) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности ($\mu=0,1,2,\dots$).

5. Электронно-фотонные сигналы EP-1 (F_{15}) и EP-2 (F_{21}). Дискретные составляющие спектров линейных сигналов EP-1 и EP-2 находятся соответственно из выражений (3.18) и (3.20). Спектр сигналов содержит все гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$:

$$F_{EP_1 d}[\chi \cdot 2\omega_T] = F_{EP_2}[\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

6. Линейный сигнал по алгоритму Миллера. Дискретные составляющие спектра линейного сигнала по алгоритму Миллера находятся из выражения (3.22). Спектр сигналов содержит все гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$:

$$F_{Mll d}[\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

7. Линейный сигнал по алгоритму Радева-Стойнова. Дискретная составляющая спектра при любых значениях p и q находится из выражения (3.25). Спектр содержит все гармоники тактовой частоты ω_T . Для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{P-Cm d}[(2\varepsilon - 1) \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \times \\ \times \left[\frac{(1 - 6pq + 9p^2q^2 - 4p^3q^3 + p^2q^2(q - p))}{2(3 - 2pq)^2} \right],$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Соответственно для четных гармоник имеем:

$$F_{P-Cm d}[2\varepsilon \cdot \omega_T] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \times \\ \times \left[\frac{(5 - 9pq + 7p^2q^2 - 4p^3q^3) - (q - p)(3 + pq - p^2q^2)}{2(3 - 2pq)^2} \right],$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

На рис. 3.42 приведены кривые зависимости мощности нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{14\text{неч.т.ч.}}$) и четных гармоник тактовой частоты ($F_{14\text{четн.т.ч.}}$) в спектре линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойанова от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

8. Относительные линейные сигналы VI-M и VI-S (F_{11}). Дискретные составляющие спектров линейных сигналов VI-M и VI-S находятся соответственно из выражений (3.29) и (3.31). Спектр содержит все гармоники тактовой частоты ω_T , мощность которых не зависит от вероятности p . Для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{VI-M, VI-S} [(2\varepsilon - 1) \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Соответственно для четных гармоник имеем:

$$F_{VI-M, VI-S} [2\varepsilon \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{3}{8},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

9. Дискретный линейный сигнал DB1 (F_3). Дискретные составляющие спектра сигнала находится из выражения (3.32). Спектр содержит все гармоники удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$, $\left(\omega_T = \frac{2\pi}{T_1} \right)$.

$$F_{DB1} [\chi \cdot 2\omega_T] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

10. Линейный сигнал СМ1 (F_4). Дискретные составляющие спектра находятся из выражения (3.35). Спектр содержит все гармоники тактовой частоты

ω_T , мощность которых зависит от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности. Для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{СМI\ d}[(2\varepsilon - 1) \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{q^2}{2},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Соответственно для четных гармоник имеем:

$$F_{СМI\ d}[2\varepsilon \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \frac{1+q^2}{4},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_2 = \frac{T_1}{2}$.

Кривые зависимости мощности дискретных составляющих спектра (нечетные и четные гармоники ω_T в спектре линейного сигнала СМI) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности изображены на рис. 3.43.

11. Блочный линейный сигнал 2ВЗВ (F_{19}). Дискретные составляющие спектра сигнала 2ВЗВ находятся из выражения (3.37). Спектр содержит все гармоники полутактовой частоты $\omega_T/2$, где мощность четных гармоник зависит от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности. Для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{2ВЗВ\ d}[(2\mu - 1) \cdot \frac{\omega_T}{2}] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_{3/2}^2} \cdot \frac{1}{9},$$

где $\mu=1,2,\dots$; $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$.

Для четных гармоник $\frac{\omega_T}{2}$, которые одновременно являются гармониками тактовой частоты ω_T , имеем:

$$F_{2ВЗВ\ d}[\chi \cdot \omega_T] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_{3/2}^2} \cdot \frac{(4 - 24q + 54q^2 - 54q^3 + 21q^4)}{36},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$.

12. Четырехуровневый линейный код 2В2Q (F_{18}). Дискретная составляющая спектра определяется из выражения (3.39). Спектр содержит все гармоники полутактовой частоты $\omega_T/2$, мощность которых зависит от вероятности p :

$$F_{2B2Q\ d} \left[\chi \cdot \frac{\omega_T}{2} \right] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_{1/2}^2} \cdot \frac{9p^2}{16},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_{1/2} = 2T_1$.

На рис. 3.44 приведена зависимость мощности гармоник полутактовой частоты $\frac{\omega_T}{2}$ четырехуровневого линейного сигнала 2В2Q ($F_{18\text{пт.т.ч.}}$) и четных гармоник тактовой частоты линейного сигнала 2В3В ($F_{19\text{ч.т.ч.}}$) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

13. Блочный линейный сигнал 3В4В (F_{20}). Дискретные составляющие спектра находятся из выражения (3.43) для $p = 0,25$ и $p = 0,75$, из выражения (3.44) - для $p = 0,375$ и $p = 0,625$, из выражения (3.45) - для $p = 0,5$.

Спектр содержит все гармоники частоты $\frac{2\omega_T}{3}$ при $p \neq 0,5$. При $p=0,5$,

нечетные гармоники частоты $\frac{2\omega_T}{3}$ в спектре сигнала отсутствуют.

При $p \neq 0,5$ для нечетных гармоник можно записать:

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,25;0,75)} \left[(2\mu - 1) \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot 0,0826,$$

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,375;0,625)} \left[(2\mu - 1) \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = \frac{4\pi^2 \left| g(\omega\tau_0) \right|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot 0,0184,$$

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,5)} \left[(2\mu - 1) \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = 0,$$

где $\mu=1,2,\dots$; $T_{4/3} = \frac{3T_1}{4}$.

Для четных гармоник $\frac{2\omega_T}{3}$ имеем:

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,25;0,75)} \left[2\varepsilon \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot 0,2913;$$

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,375;0,625)} \left[2\varepsilon \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot 0,2592;$$

$$F_{3B4B\ d}^{(p=0,5)} \left[2\varepsilon \cdot \frac{2\omega_T}{3} \right] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{4/3}^2} \cdot 0,25,$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $T_{4/3} = \frac{3T_1}{4}$.

На рис. 3.45 приведена зависимость мощности нечетных составляющих спектра (гармоники $(2\mu-1) \frac{2\omega_T}{3}$, $\mu=1,2,\dots$) а на рис. 3.46 - зависимость мощности четных составляющих спектра (гармоники $2\varepsilon \frac{2\omega_T}{3}$, $\varepsilon=1,2,\dots$, линейного сигнала 2В4В от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

14. Линейные коды со вставками mB1C (F_5). Дискретные составляющие спектров сигналов класса mB1C находятся из выражения (3.52). Спектры содержат все гармоники частоты $\frac{\omega_T}{m}$, мощность которых зависит от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности. Для всех гармоник частоты $\frac{\omega_T}{m}$, кроме гармоник вида $\left(\frac{m+1}{m} \omega_T \right)$, можно записать:

$$F_{mB1C\ d} \left[\varepsilon \cdot \frac{\omega_T}{m}, \varepsilon \neq \eta(m+1) \right] = \frac{4\pi_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2}{T_{m+1/m}^2} \cdot \frac{(q-p)^2}{m+1},$$

где $\varepsilon=1,2,\dots$; $\varepsilon \neq \eta(m+1)$; $\eta=1,2,\dots$

Для гармоник вида $\left(\eta \frac{m+1}{m} \omega_T \right)$ имеем:

$$F_{mB1C} [\eta(m+1) \frac{\omega_T}{m}] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2}{T_{m+1/m}^2} \cdot \frac{p^2 m + q^2}{m+1},$$

где $\eta=1,2,\dots$; $T_{m+1/m} = \frac{mT_1}{m+1}$.

На рис. 3.47 представлена зависимость мощности гармоник частоты $\frac{\omega_T}{m}$ в спектре сигналов mB1C, а на рис. 3.48 - зависимость мощности гармоник частоты вида $\eta \frac{m+1}{m} \omega_T$ ($m=2,3,5,8,10$, $\eta=1,2,\dots$) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности.

Легко видеть, что при $p=0,5$ спектры сигналов класса mB1C содержат только гармоники частоты $\frac{\omega_T}{m}$ вида $\eta \frac{m+1}{m} \omega_T$ ($\eta=1,2,\dots$).

15. Относительный линейный код D2B1M (F_{16}). Дискретная составляющая определяется из выражения (3.54). Спектр сигнала содержат все гармоники частоты $\chi \frac{3\omega_T}{2}$, ($\chi=1,2,\dots$) мощность которых не зависит от вероятности p :

$$F_{D2B1M} [\chi \cdot \frac{3\omega_T}{2}] = \frac{4\pi^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{3/2}^2} \cdot \frac{1}{4},$$

где $\chi=1,2,\dots$; $T_{3/2} = \frac{2T_1}{3}$.

На рис. 3.49 изображено распределение дискретных составляющих спектров всех типов при $p=0,5$ без учета длительности передаваемых импульсов. Для импульсов прямоугольной формы с полным заполнением интервала, где $\tau_0 = T_{1/\alpha}$ ($T_{1/\alpha} = \alpha T_1$; $0 < \alpha \leq 2$), дискретная составляющая тактовой частоты ω_T при $p=0,5$ содержится в спектре сигналов RZ-50, RZ-25, BI-M, BI-S, CMI, 2B3B,

дискретная составляющая удвоенной тактовой частоты $2\omega_T$ при $p=0,5$ – в спектре сигналов RZ-25 и 2В3В. При указанных условиях множитель

$\frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/\alpha}^2}$ приобретает вид

$$\frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_{1/2}^2} = \frac{8\pi}{(\omega T_1)^2} \cdot \frac{1 - 2\cos 2\alpha\omega T_1}{\alpha^2},$$

где T_1 – период следования импульсов исходной двоичной последовательности и α задается алгоритмом линейного кода.

Приведенное выражение описывает огибающую дискретных составляющих, показанных на рис. 3.49, и определяет положение нулевых точек в спектре одиночного прямоугольного импульса.

Все полученные в данной главе результаты сведены в итоговую таблицу 3.1, которая позволяет облегчить процесс сравнительного анализа энергетических характеристик линейных сигналов ВОСП.

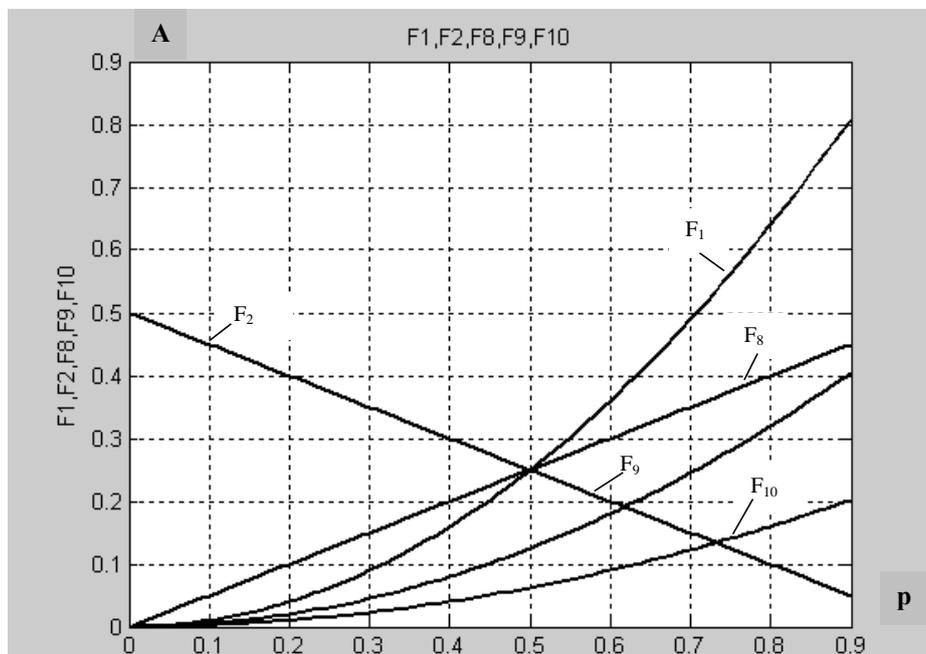


Рис. 3.37. Зависимость мощности гармоник тактовой частоты в спектре линейных сигналов NRZ-L(F_1), NRZ-M(F_2), NRZ-S(F_8), RZ-50(F_9), RZ-25(F_{10}) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

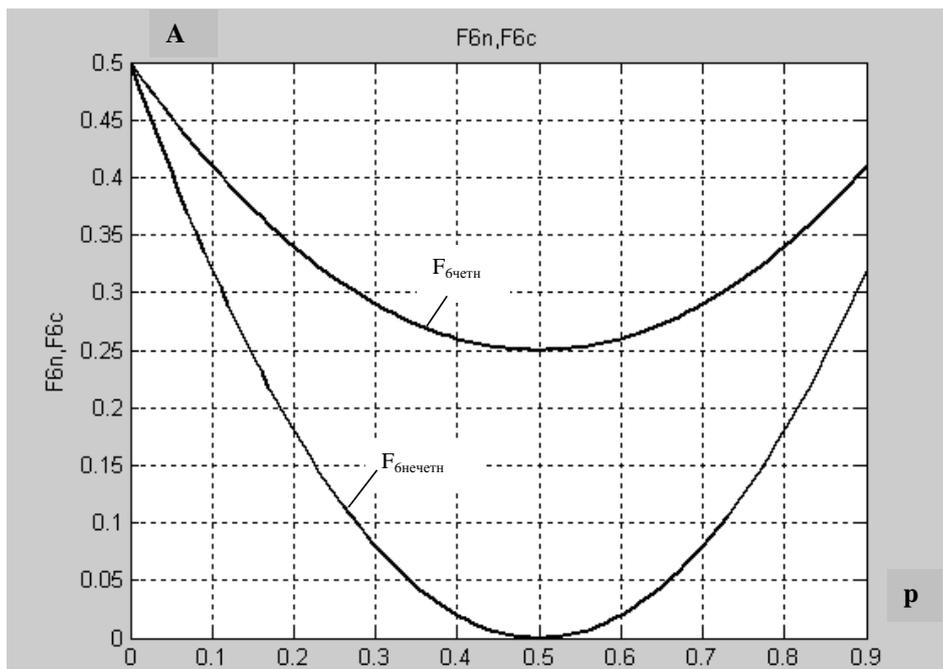


Рис. 3.38. Зависимость мощности нечетных ($F_{6нч.тч}$) и четных ($F_{6ч.тч}$) гармоник тактовой частоты в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала VJ-L от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

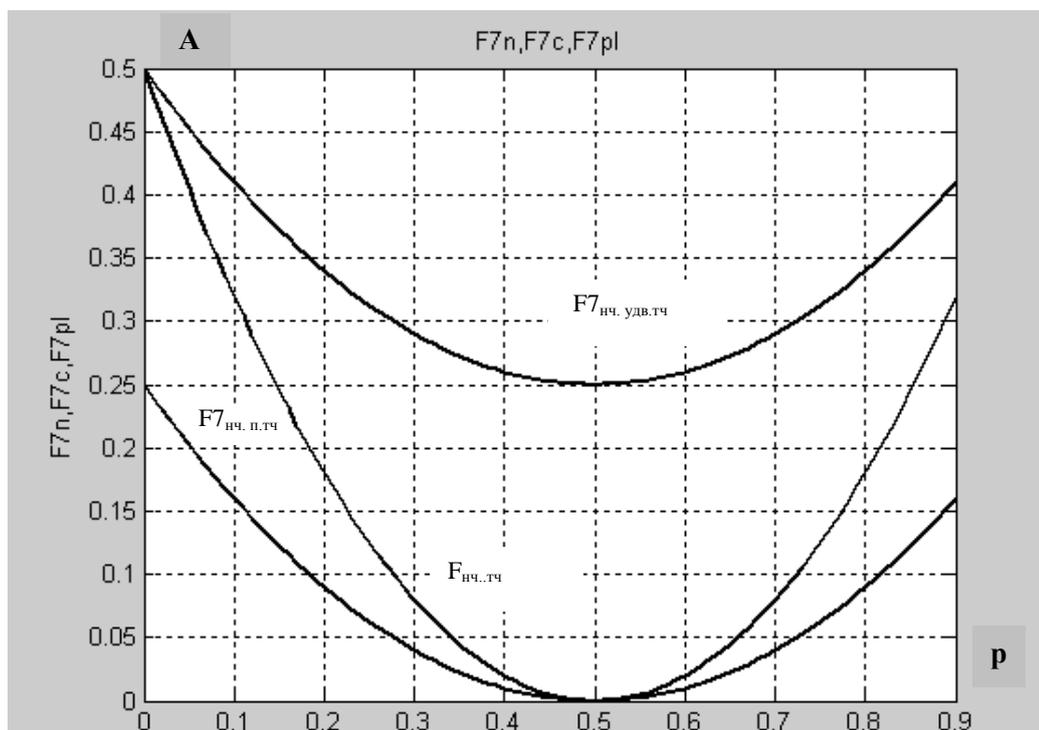


Рис. 3.39. Зависимость мощности четных гармоник удвоенной тактовой частоты ($F_{7нч.уд.тч}$), нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{7нч.тч}$) и нечетных гармоник полутаковой частоты ($F_{7нч.п.тч}$) в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала второго вида VI-L₂ от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

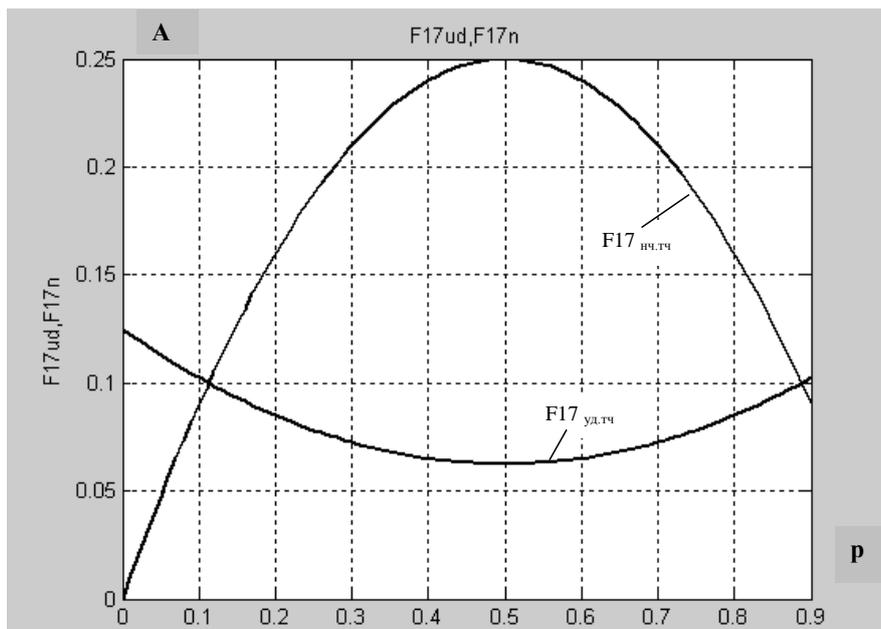


Рис. 3.40. Зависимость гармоник удвоенной тактовой частоты ($F_{17уд,тч}$) нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{17нч,тч}$) в спектре абсолютного биимпульсного сигнала четвертого вида (BI-L₄) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

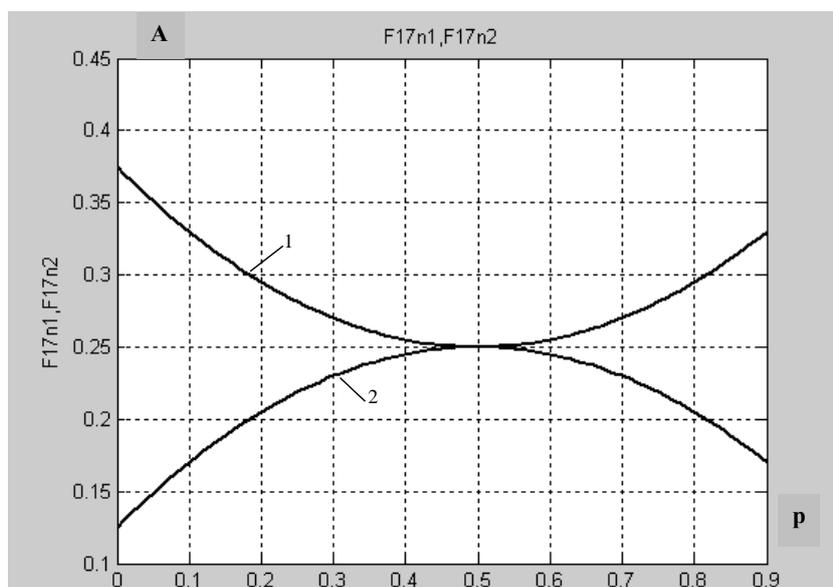


Рис. 3.41. Зависимости мощности ансамбля нечетных гармоник частоты $(8\mu \pm 1) \frac{\omega_T}{4}$ (кривая-1) и ансамбля четных гармоник частоты $(8\mu \pm 3) \frac{\omega_T}{4}$ (кривая-2) в спектре абсолютного биимпульсного линейного сигнала вида (BI-L₄) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

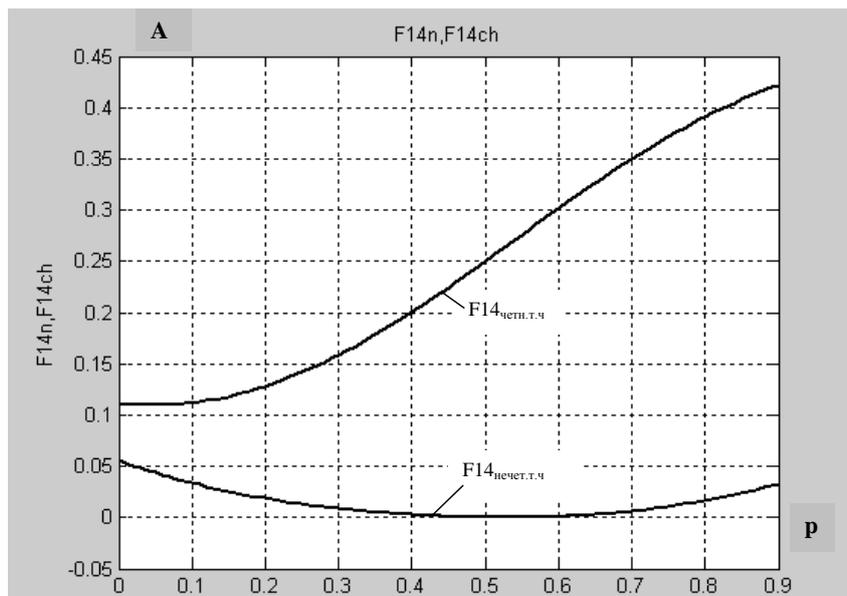


Рис. 3.42. Зависимость мощности нечетных гармоник тактовой частоты ($F_{14\text{неч.т.ч.}}$) и четных гармоник тактовой частоты ($F_{14\text{четн.т.ч.}}$) в спектре линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова, от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

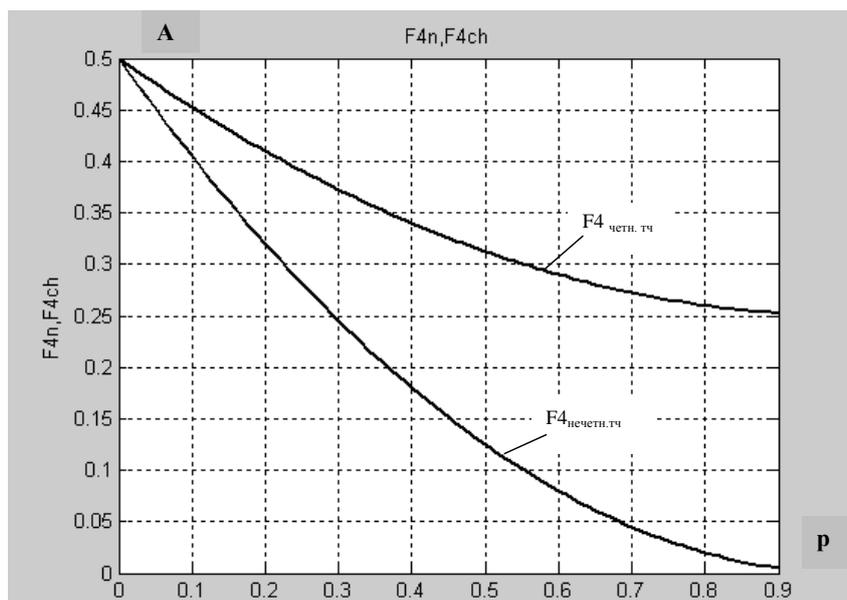


Рис. 3.43. Зависимость мощности четных ($F_{4\text{четн.т.ч.}}$) и нечетных ($F_{4\text{неч.т.ч.}}$) гармоник тактовой частоты в спектре линейного сигнала СМІ от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

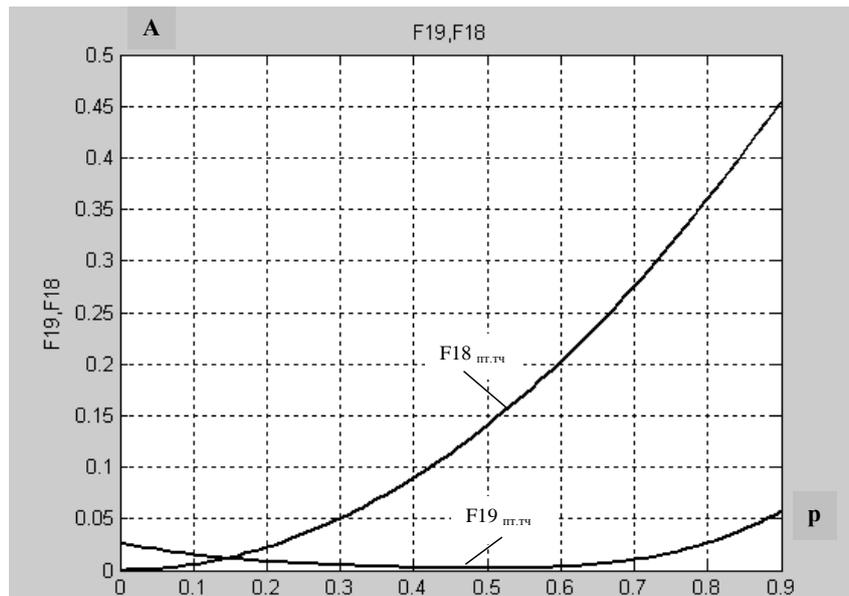


Рис. 3.44. Зависимость мощности гармоник полутактовой частоты $\frac{\omega_T}{2}$ четырехуровневого линейного сигнала 2В2Q ($F_{18\text{пт.т.ч.}}$) и четных гармоник тактовой частоты линейного сигнала 2В3В ($F_{19\text{ч.т.ч.}}$) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

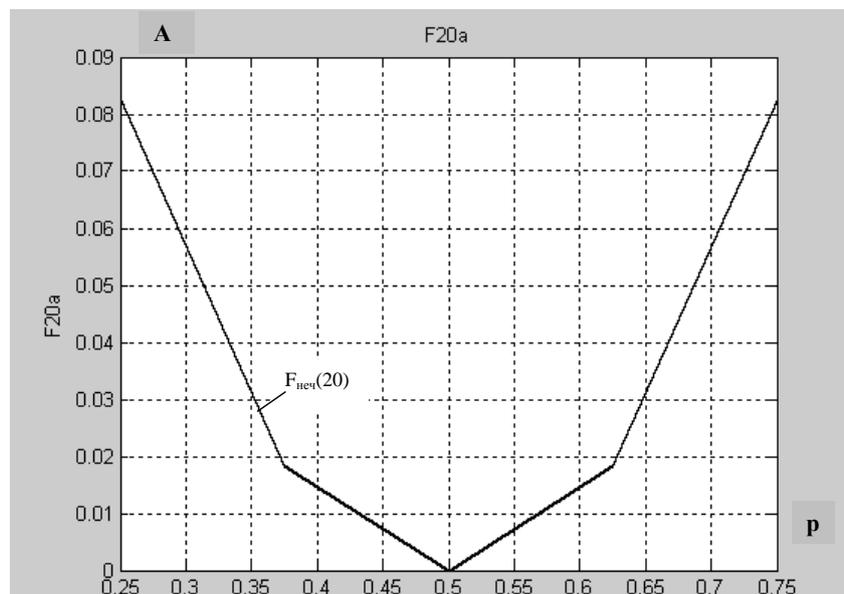


Рис. 3.45. Зависимость мощности нечетных составляющих спектра $\frac{2\omega_T}{3}$ линейного сигнала 3В4В от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

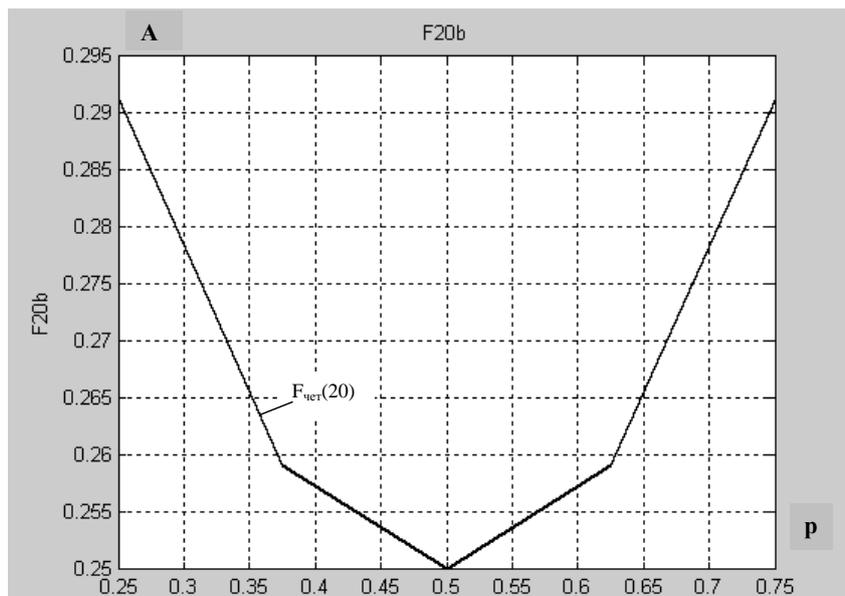


Рис. 3.46. Зависимость мощности нечетных составляющих спектра $\frac{2\omega_T}{3}$ линейного сигнала 3В4В от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

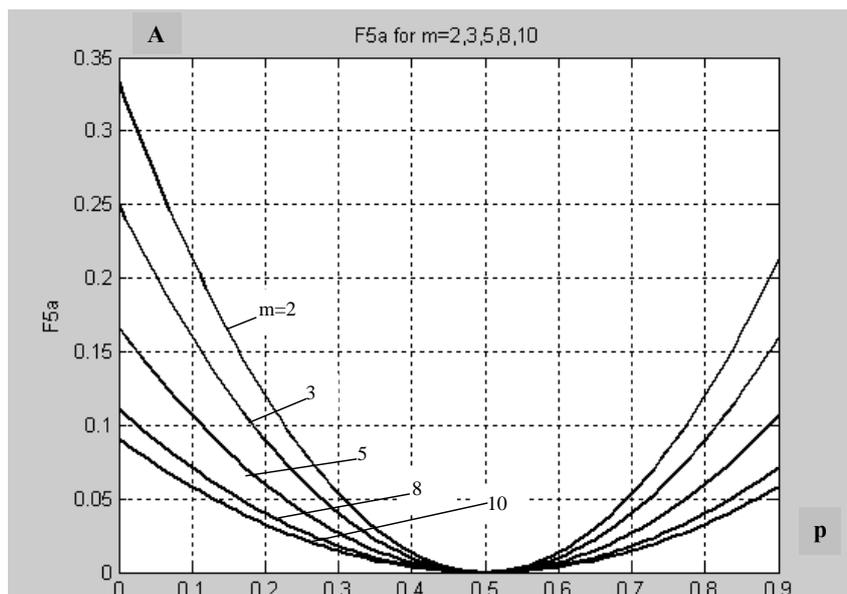


Рис. 3.47. Зависимость мощности гармоник частоты $\frac{\omega_T}{m}$ в спектре сигналов mB1C ($m=2,3,5,8,10$) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности

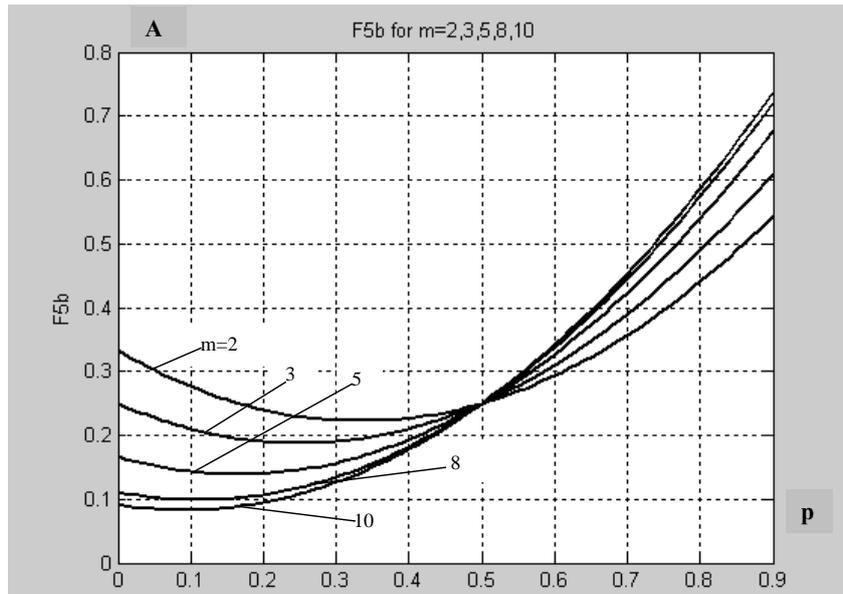
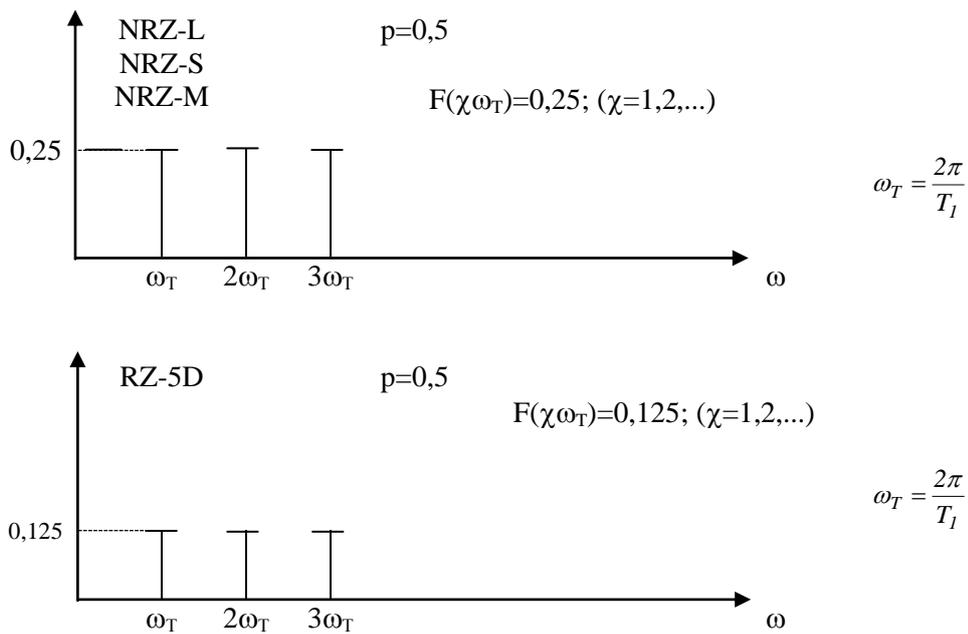
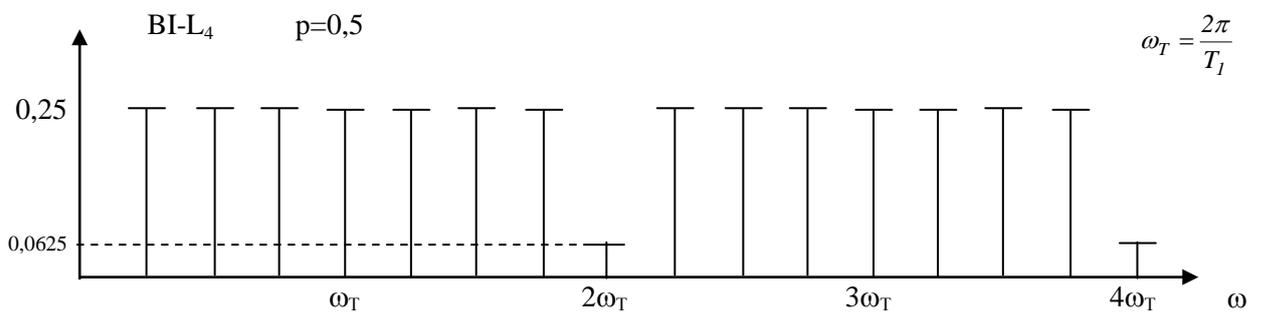
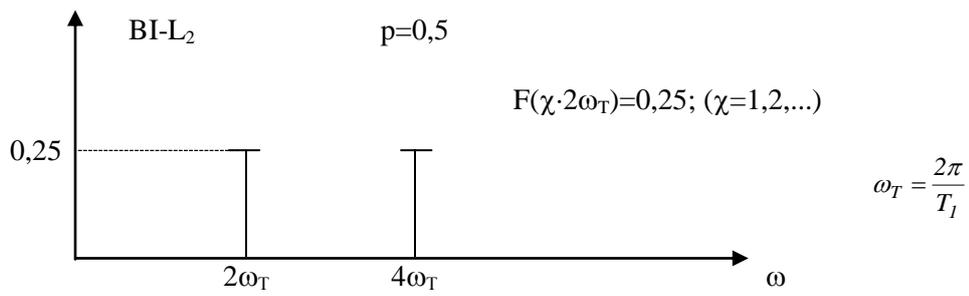
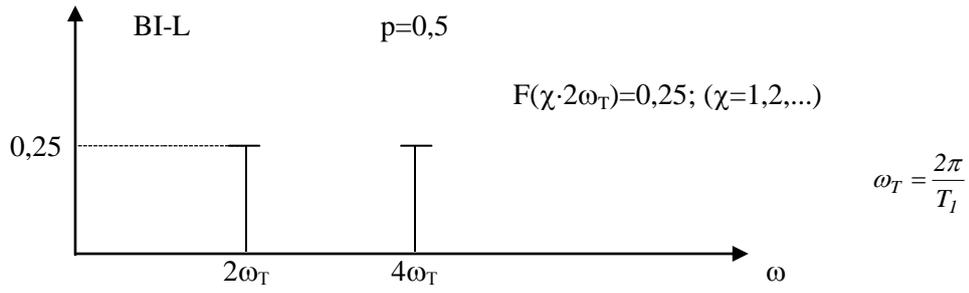
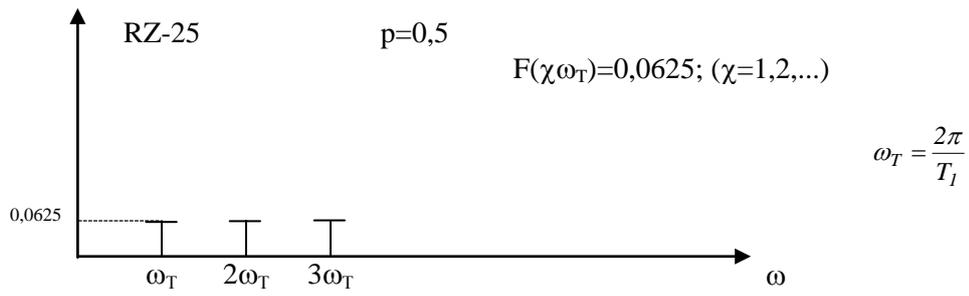
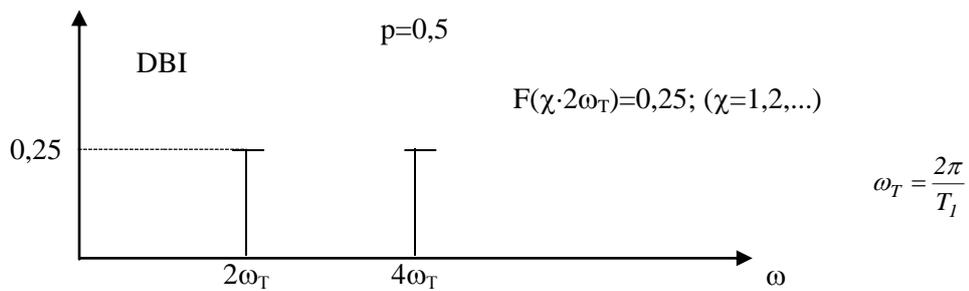
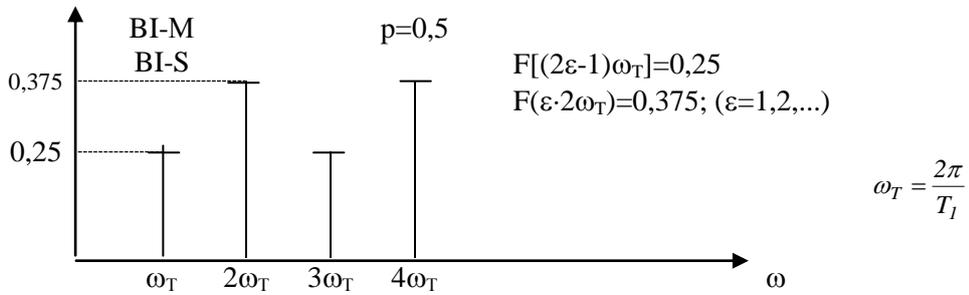
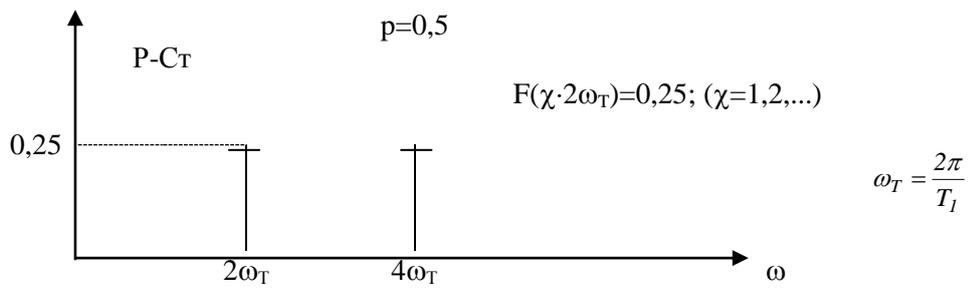
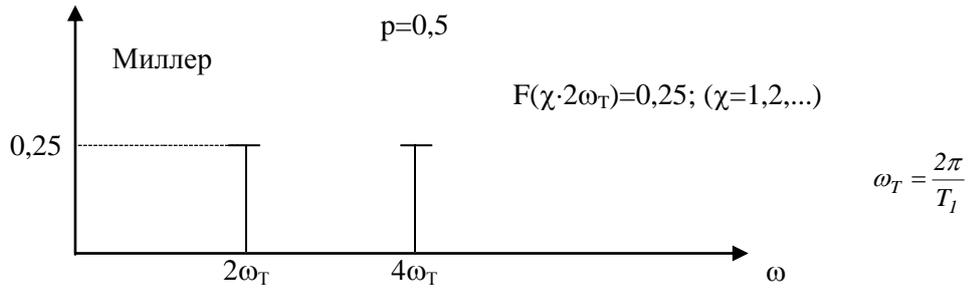
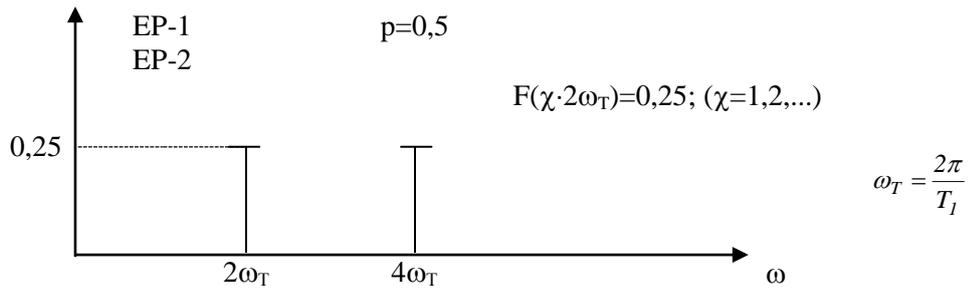
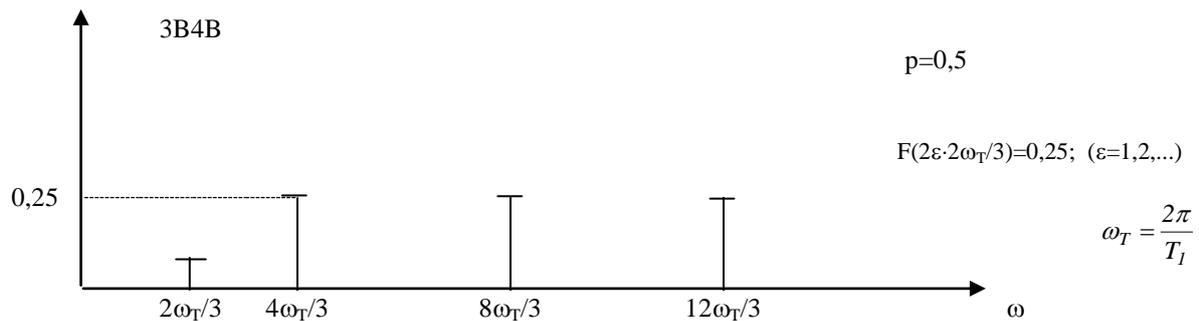
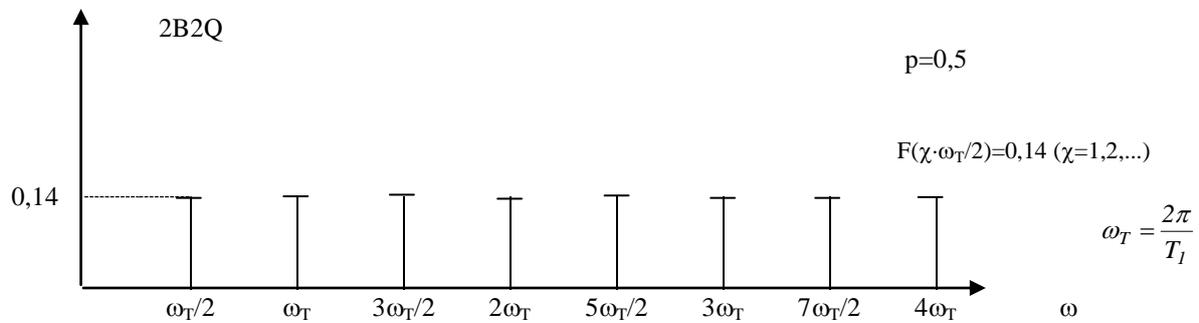
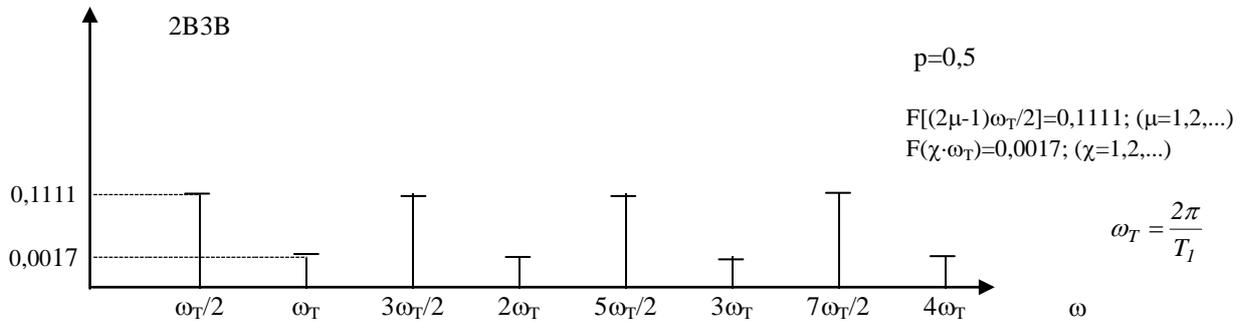
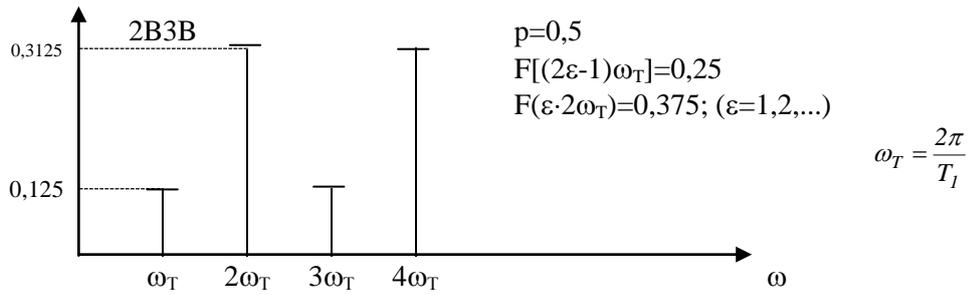
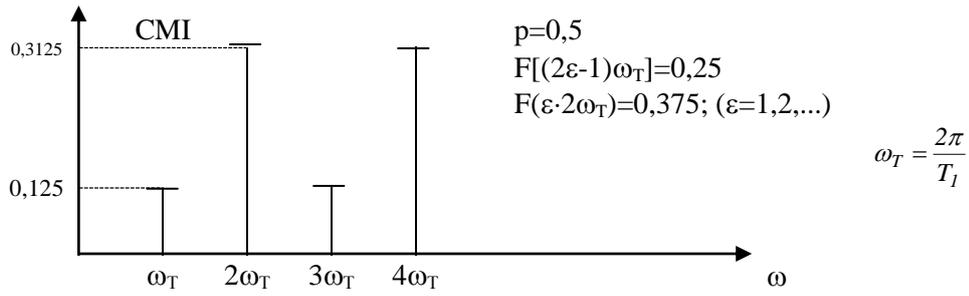


Рис. 3.48. Зависимость мощности гармоник частоты вида $\eta \frac{m+1}{m} \omega_T$ в спектре сигналов mB1C ($m=2,3,5,8,10, \eta=1,2,\dots$) от вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности









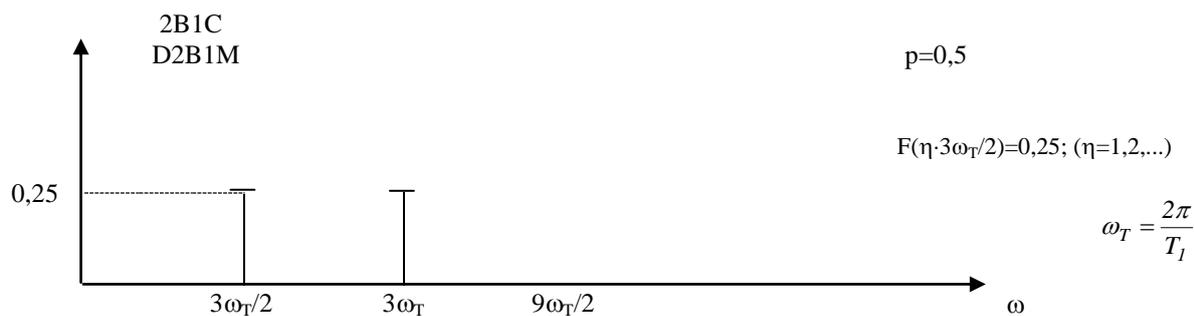
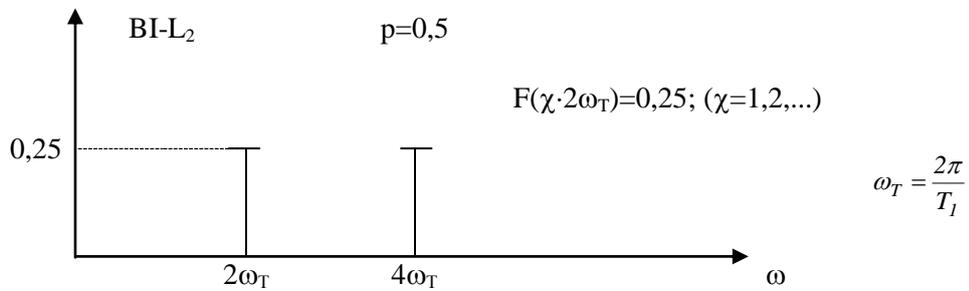
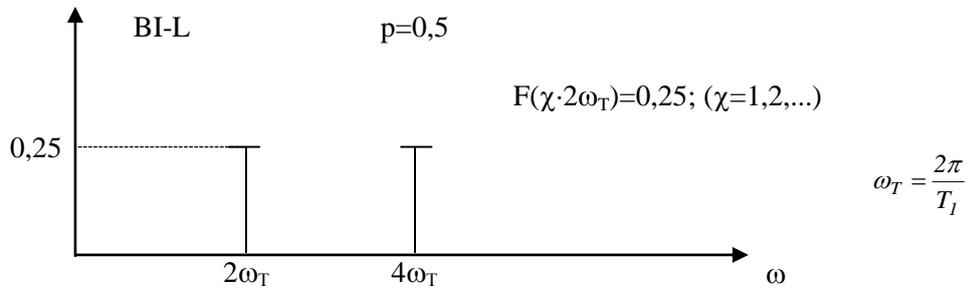
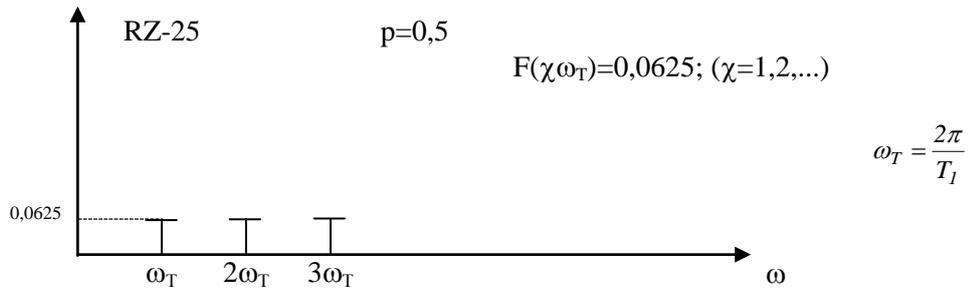
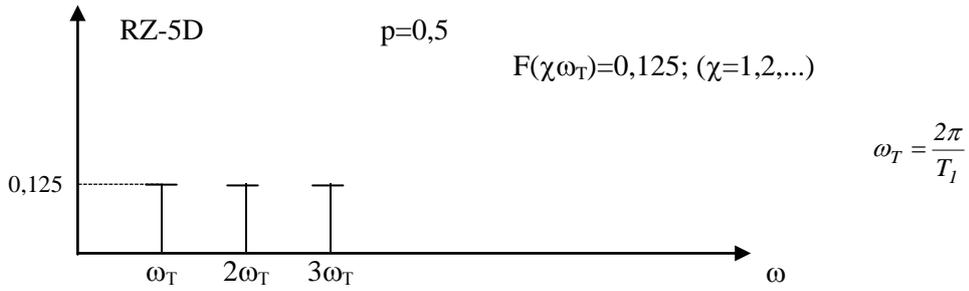
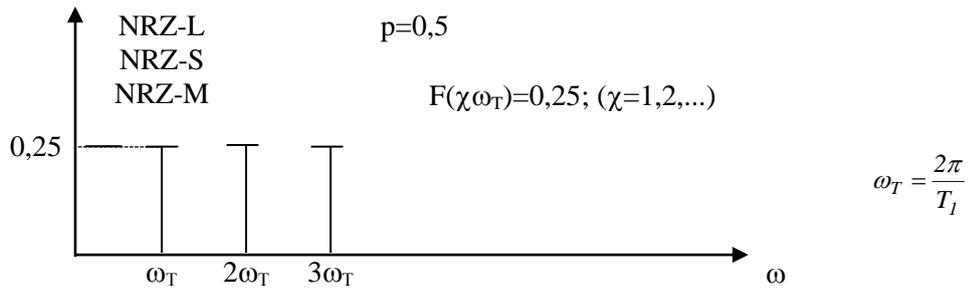


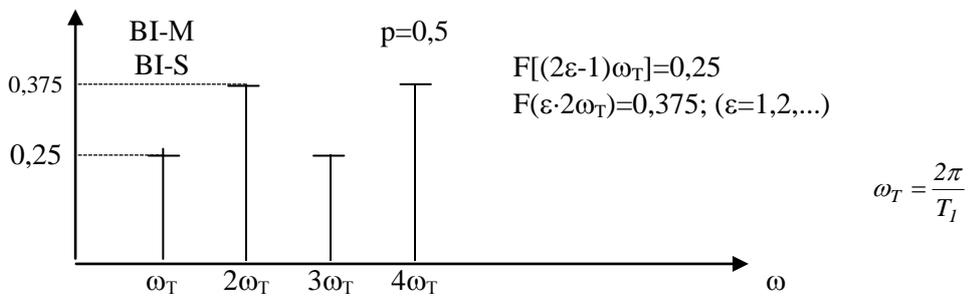
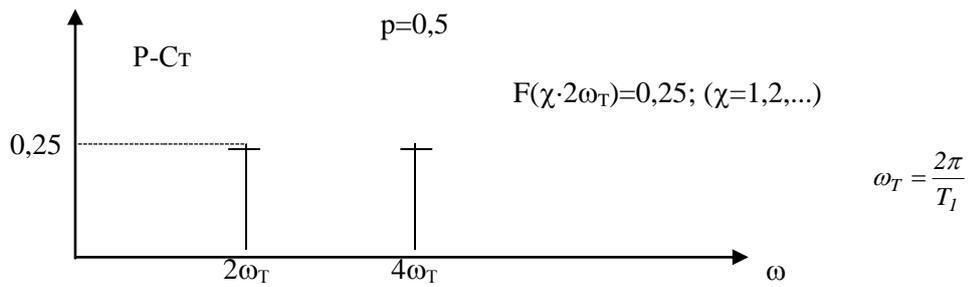
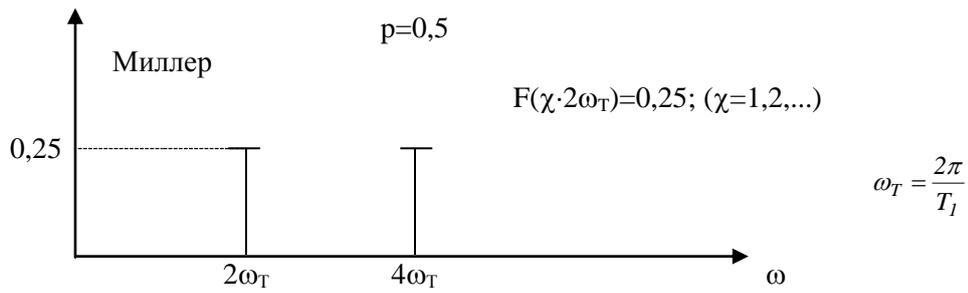
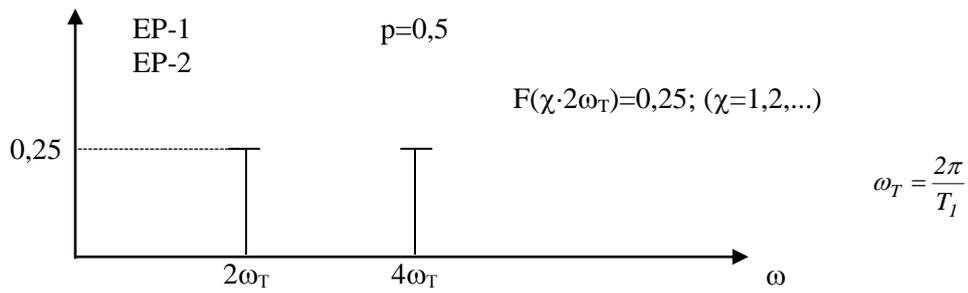
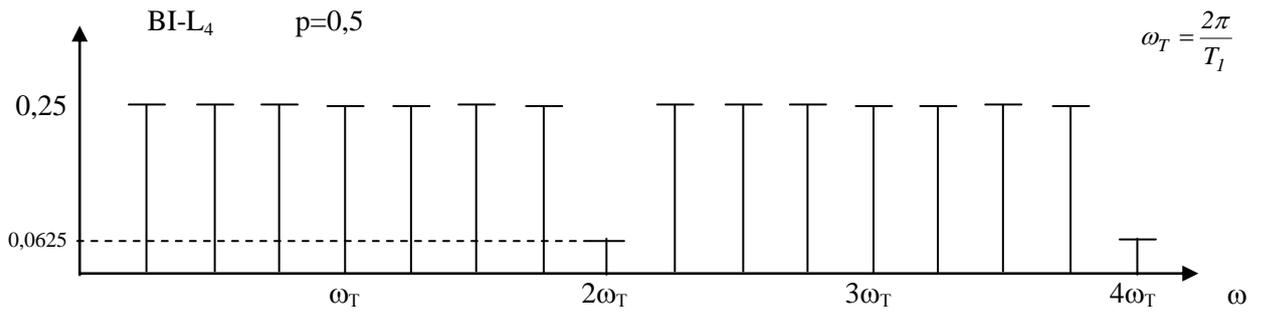
Рис. П.5.20. Распределение дискретных составляющих спектров линейных сигналов в диапазоне частот $0 \div 4,5\omega_T$ при $p=0,5$ без учета формы и длительности передаваемых импульсов

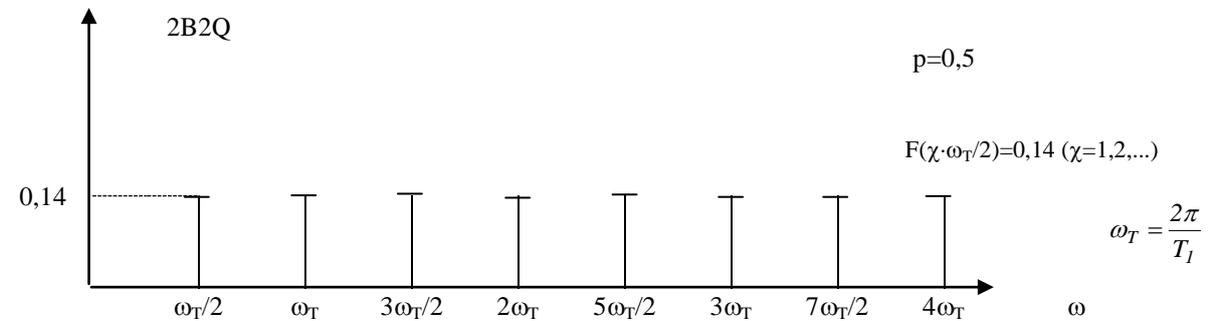
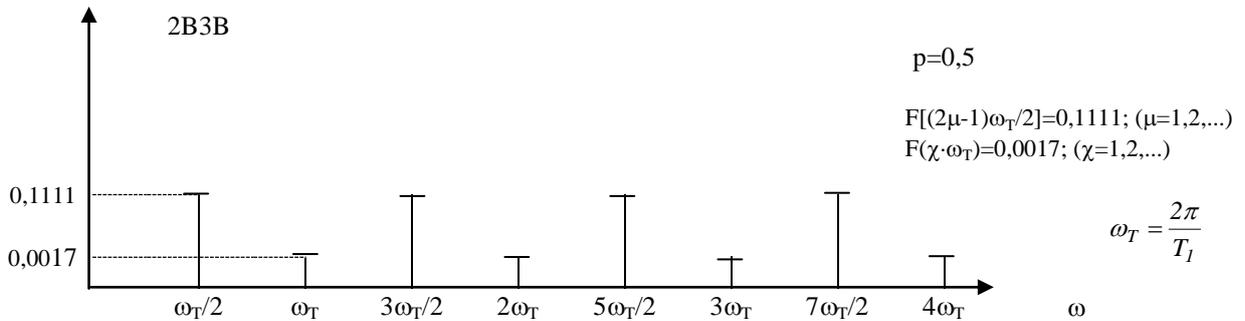
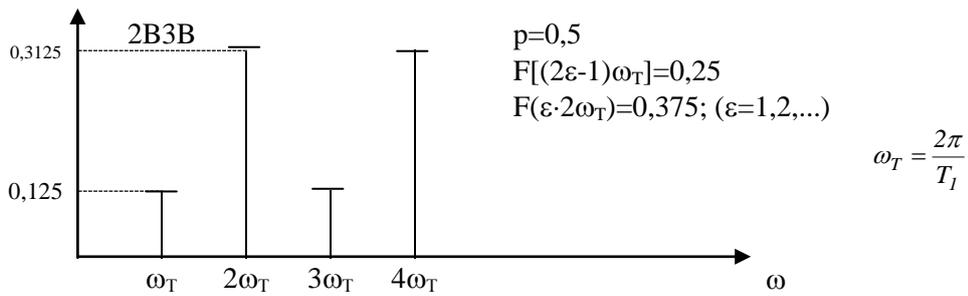
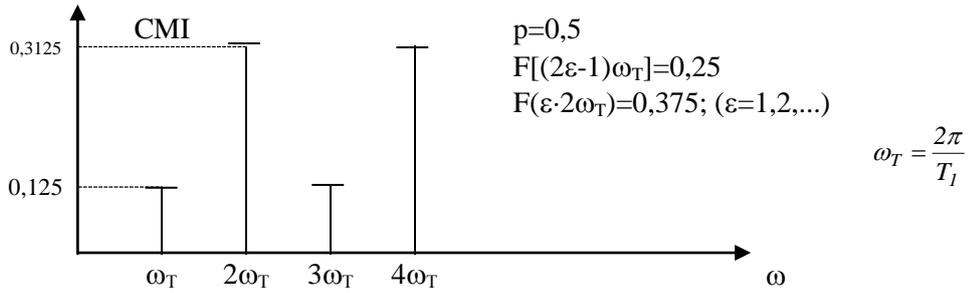
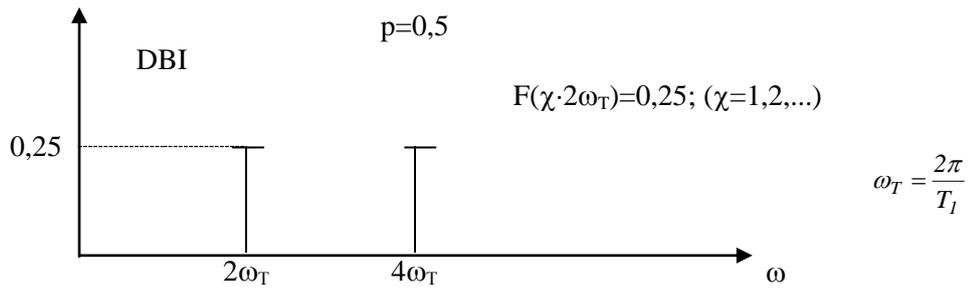
КРАТКИЕ ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕЙ ГЛАВЕ

1. Проанализированы методы расчёта энергетических спектров линейных сигналов ЦВОСП, из которых наиболее приемлемым, с точки зрения точности и универсальности полученных аналитических выражений, был признан метод вероятностного анализа случайных сигналов.
2. Выбрана методика расчёта энергетического спектра, основанная на методе вероятностного анализа случайных сигналов [42] и включающая в себя: процедуру определения алгоритма формирования двоичной последовательности; определения числа сочетаний значений признаков; отбора комбинации значений признаков, согласующихся с алгоритмом формирования линейного кода; составления матрицы переходных вероятностей и вычисления характеристик этой матрицы.
3. Определены также аналитические выражения (многие из них впервые) и осуществлён расчёт:
 - энергетических спектров всех существующих безызбыточных линейных сигналов NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M, RZ-50 и линейных сигналов класса 1B2B: BZ-25, VI-L, VI-L₂, VI-L₄, EP-1, EP-2; по алгоритму Миллера, по алгоритму Радева-Стойнова, VI-M, VI-S, DB-I, CM1;
 - блочных линейных сигналов 2B3B, 3B4B, а также четырёхуровневого линейного сигнала 2B2Q;

- спектры линейных сигналов со вставками m ВІС при $m=2, 3, 5, 8, 10$;
 - линейных сигналов со вставками m ВІС для любых значений m ;
 - относительного линейного сигнала со вставками Dm ВІМ при $m=2$.
4. Предложен способ определения энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц, который не предполагает вычисления характеристических чисел матрицы переходных вероятностей, за исключением характеристических чисел, модуль которых равен единице, а также исключающий необходимость нахождения громоздких производных от дробно-рациональных функций. Новый способ позволяет получить выражение для определения энергетического спектра многоуровневой последовательности с помощью достаточно простых операций. Универсальность способа заключается в том, что он может быть применён при любой структуре матрицы переходных вероятностей, позволяет определить энергетические спектры не только линейных сигналов ВОСП, но и многоуровневых линейных сигналов, применяемых в электросвязи (на симметричных и коаксиальных кабелях, в открытом пространстве) при любых значениях вероятности появления единицы в исходной двоичной последовательности.
 5. Определены постоянные составляющие энергетических спектров линейных сигналов ВОСП и их зависимость от вероятности p появления единиц в исходной двоичной последовательности. Проанализированы структурные особенности ансамбля дискретных составляющих.
 6. Выбранный системный подход расчёта энергетических спектров случайной последовательности импульсных сигналов с детерминированными тактовыми интервалами и полученные автором универсальные аналитические выражения могут применяться в процессе проектирования ВОСП и других цифровых каналов связи при всестороннем анализе линейных сигналов ВОСП: их сравнении и выборе, расчёте длины регенерационного участка цифровых каналов связи и, в целом, для оптимизации системы "источник информации - канал связи".







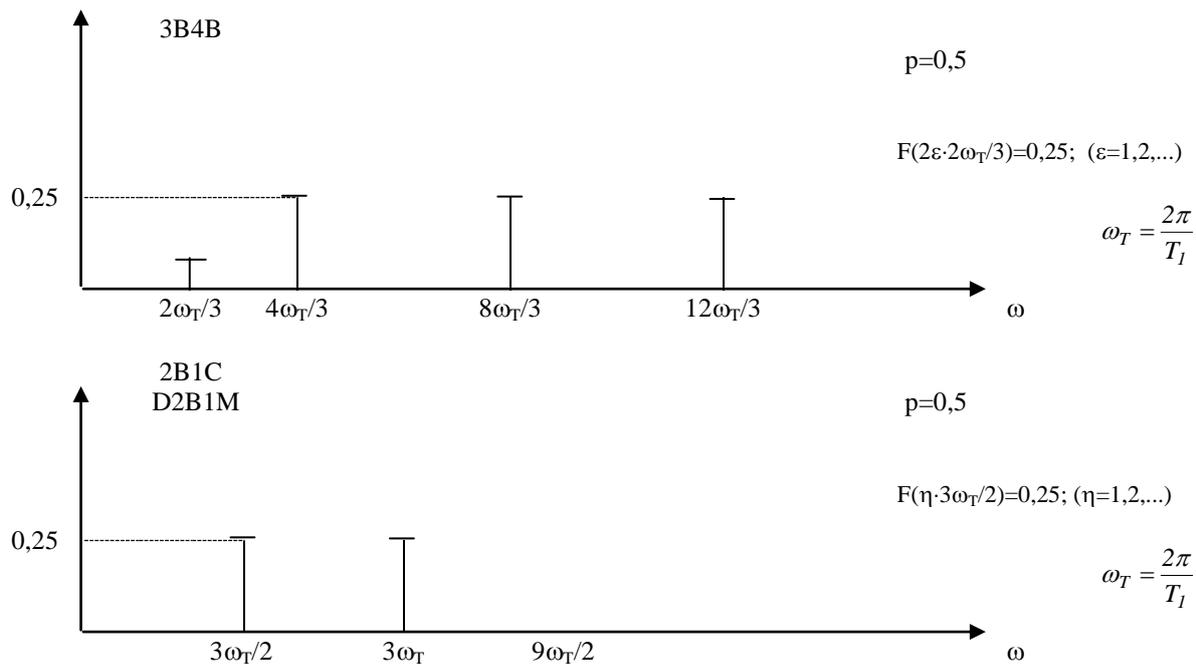


Рис. 3.49. Распределение дискретных составляющих спектров линейных сигналов в диапазоне частот $0 \div 4,5\omega_T$ при $p=0,5$ без учета формы и длительности передаваемых импульсов

КРАТКИЕ ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕЙ ГЛАВЕ

1. Проанализированы методы расчёта энергетических спектров линейных сигналов ЦВОСП, из которых наиболее приемлемым, с точки зрения точности и универсальности полученных аналитических выражений, был признан метод вероятностного анализа случайных сигналов.
2. Выбрана методика расчёта энергетического спектра, основанная на методе вероятностного анализа случайных сигналов [42] и включающая в себя: процедуру определения алгоритма формирования двоичной последовательности; определения числа сочетаний значений признаков; отбора комбинации значений признаков, согласующихся с алгоритмом формирования линейного кода; составления матрицы переходных вероятностей и вычисления характеристик этой матрицы.
3. Определены также аналитические выражения (многие из них впервые) и осуществлён расчёт:

- энергетических спектров всех существующих безызбыточных линейных сигналов NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M, RZ-50 и линейных сигналов класса 1B2B: BZ-25, BI-L, BI-L₂, BI-L₄, EP-1, EP-2; по алгоритму Миллера, по алгоритму Радева-Стойнова, BI-M, BI-S, DB-I, CM1;
 - блочных линейных сигналов 2B3B, 3B4B, а также четырёхуровневого линейного сигнала 2B2Q;
 - спектры линейных сигналов со вставками mBIC при m=2, 3, 5, 8, 10;
 - линейных сигналов со вставками mBIC для любых значений m;
 - относительного линейного сигнала со вставками DmBIM при m=2.
4. Предложен способ определения энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц, который не предполагает вычисления характеристических чисел матрицы переходных вероятностей, за исключением характеристических чисел, модуль которых равен единице, а также исключающий необходимость нахождения громоздких производных от дробно-рациональных функций. Новый способ позволяет получить выражение для определения энергетического спектра многоуровневой последовательности с помощью достаточно простых операций. Универсальность способа заключается в том, что он может быть применён при любой структуре матрицы переходных вероятностей, позволяет определить энергетические спектры не только линейных сигналов ВОСП, но и многоуровневых линейных сигналов, применяемых в электросвязи (на симметричных и коаксиальных кабелях, в открытом пространстве) при любых значениях вероятности появления единицы в исходной двоичной последовательности.
 5. Определены постоянные составляющие энергетических спектров линейных сигналов ВОСП и их зависимость от вероятности p появления единиц в исходной двоичной последовательности. Проанализированы структурные особенности ансамбля дискретных составляющих.
 6. Выбранный системный подход расчёта энергетических спектров случайной последовательности импульсных сигналов с детерминированными тактовы-

ми интервалами и полученные автором универсальные аналитические выражения могут применяться в процессе проектирования ВОСП и других цифровых каналов связи при всестороннем анализе линейных сигналов ВОСП: их сравнении и выборе, расчёте длины регенерационного участка цифровых каналов связи и, в целом, для оптимизации системы "источник информации - канал связи".

Глава 4. Анализ, сравнение и выбор линейных кодов

Приведенные во второй главе требования к линейным кодам в некотором аспекте являются взаимоисключающими и зависят от различных факторов. Только конкретные условия и особенность соответствующей ВОСП определяют предпочтительность при выборе одного из рассмотренных кодов. Отметим также, что нет четкого разграничения по условиям применения того или иного кода в данной ВОСП.

Для сравнения кодов используются как временные (ТЦС, НЦС, величина группирования пауз, время вхождения в блочный синхронизм и др.), так и энергетические характеристики (ширина энергетического спектра, соотношение величин мощностей дискретной и непрерывной составляющих энергетического спектра в полосе пропускания фильтра-выделителя тактовой частоты, величина проигрыша по мощности избыточного кодирования по сравнению с непосредственной или скремблированной передачей и др.).

Уже при поверхностном рассмотрении структуры линейного кода легко заметить, что осуществить выделение тактовой частоты тем проще, чем чаще фиксируются переходы уровня в цифровом сигнале, т.е. чем чаще встречаются комбинации «10» или «01», при которых синусоидальное колебание тактовой частоты легко «вписывается» в структуру кода. Если же в соответствующем линейном сигнале могут сосуществовать длинные последовательности со значительным преобладанием одинаковых символов, спектр будет содержать НЧ-составляющие, что затруднит обработку сигнала в приемных устройствах и регенераторах. Такой вариант имеет место при безызыточном кодировании (NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M и др.). Достоинствами данных кодов являются простота, относительная узость спектра и высокая энергетическая эффективность, недостатками - невозможность контроля ошибок, высокий уровень НЧ-составляющих и отсутствие дискретных составляющих в энергетическом спектре линейного сигнала. В связи с этим указанные линейные

коды применяют в основном при организации связи на небольшие расстояния. Для улучшения статистических свойств линейных сигналов используют скремблирование исходной двоичной последовательности путем превращения ее в сигнал, близкий к случайному с биномиальным распределением вероятностей появления любой комбинации (при равновероятном появлении символов «1» и «0»).

Скремблирование осуществляют с помощью устройства, реализующего логическую операцию суммирования по модулю 2 исходной двоичной последовательности и преобразующего случайного сигнала, в качестве которого используются псевдослучайные последовательности (ПСП). Выбор ПСП, наиболее близкой к случайному цифровому сигналу, является достаточно сложной задачей. В качестве наиболее эффективных ПСП часто используются M -последовательности периода $N=2^{n-1}$ (где n – целое число), образованные полиномами вида $x^{15}+x^{14}+1$ ($n=15$) или $x^{10}+x^9+x+1$ ($n=10$) [19].

К достоинствам скремблирования сигнала можно отнести:

- определение произвольного появления серии нулей в линии после скремблирования в соответствии с биномиальным законом вероятности появления одного символа в длинной серии;
- возможность сквозной передачи скремблированного сигнала по любым цифровым трактам, так как исходный двоичный сигнал скремблируется без преобразования в другой вид и выделяется только в приемном оборудовании оконечной станции;
- стабильность скорости передачи по линии;
- возможность достаточно точного расчета параметров выделителя тактовой частоты (ВТЧ) регенераторов, поскольку может быть определена вероятность появления любой комбинации в коде;
- уменьшение влияния статистических параметров исходного сигнала на фазовое дрожание цифрового сигнала (джиттер и вандер).

К существующему недостатку скремблирования относится размножение ошибок при восстановлении сигнала в дескремблере на приемной стороне, что ограничивает область применения данного метода.

К достоинствам кодов класса 1B2B относятся: малое (2-4) число следующих друг за другом символов одинакового уровня; небольшие размеры схем кодера-декодера и хорошая сбалансированность.

К недостатку этих кодов относится увеличение скорости передачи (тактовой частоты) в 2 раза, что исключает их применение на высоких скоростях (рост скорости передачи создает трудности при реализации электронных схем в передающей и приемной частях ВОСП).

В табл. 4.1 приводятся некоторые характеристики безызбыточных линейных кодов и линейных кодов класса 1B2B [24, 31÷38, 43, 44].

Отметим, что ширина энергетического спектра линейного сигнала (непрерывная составляющая) и величина дискретных составляющих во многом определяются статистикой исходной двоичной последовательности и формой элементарных импульсов в линии.

Блочные коды класса $mBnB$ находят широкое применение в ВОСП на средних и высоких скоростях (третья и четвертая ступени иерархии ЦСП).

К недостаткам блочных линейных кодов можно отнести сложность кодека, так как для реализации алгоритмов такого типа требуется блок памяти, что ограничивает их применение на высоких скоростях передачи. Кроме того, при использовании блочных кодов увеличение числа m приводит к появлению задержек в передаче и заметно усложняет кодирующие устройства.

Увеличение избыточности в кодах $mBnB$ путем введения дополнительных символов (например, $n=m+2$) позволяет использовать комбинации с постоянной диспаратетностью и получать более простые алгоритмы кодообразования, поскольку в данном случае число состояний $S_k=1$, т.е. кодер, имеет единственное состояние в конце каждого блока. Однако при этом увеличивается тактовая частота и ухудшаются условия контроля ошибок в

регенераторе. При небольшой избыточности число комбинаций с равным числом единиц и нулей недостаточно для кодирования всех 2^m комбинаций символов исходной последовательности.

Некоторые характеристики безыбыточных линейных кодов и линейных кодов класса 1B2B приводятся в таблице 4.1 [24,25].

Таблица 4.1

Некоторые характеристики безыбыточных линейных кодов
и линейных кодов класса 1B2B

Тип линейного кода	n/m	$P_{Лл}$	I_{0max}	I_{1max}	ΔF
NRZ-L	1	-	∞	∞	0,86/Т
NRZ-M	1	-	∞	∞	0,86/Т
NRZ-S	1	-			0,86/Т
RZ-50	1	0,5	∞	1	0,72/Т
BI-L	2	0,5	2	2	2,96/Т
BI-M	2	0,5	2	2	2,96/Т
DBI	2	0,5	2	2	2,96/Т
BI-S	2	0,5	2	2	2,96/Т
EP-1	2	0,5	4	4	1,52/Т
EP-2	2	0,5	4	4	1,70/Т
CM1	2	0,5	3	3	1,70/Т
Миллера	2	0,5	4	4	-
Радева-Стойнова	2	0,5	4	4	-

Отметим, что в некоторых вариантах линейных кодов класса $mBnB$ возможны дополнительные преимущества, обусловленные теми или иными свойствами конкретных алгоритмов. Например, при использовании кода 7B8B можно осуществлять контроль ошибок по признаку максимальной длины последовательности одинаковых символов.

Основные характеристики кодов $mBIC$, $DmBIM$, $mBIP$:

- могут применяться в высокоскоростных ВОСП;
- код $DmBIM$ достаточно хорошо сбалансирован;
- кодер и декодер имеют малые размеры в связи с простотой алгоритма кодопреобразования;

- линейная скорость определяется по формуле

$$V_l = [(m+1)/m]V, \quad (4.1)$$

где V – скорость передачи исходной двоичной последовательности;

- при нечетном m в спектре как сигнала $mB1C$, так и сигнала $DmB1M$ содержится дискретная составляющая тактовой частоты;

- при четном m спектр сигнала $mB1C$ содержит дискретную составляющую тактовой частоты, тогда как в спектре сигнала $DmB1M$ она отсутствует;

- линейный код $DmB1M$ успешно применяется в системах с фазовой модуляцией;

- линейный код $mB1P$ позволяет осуществить контроль ошибок без прерывания связи.

Некоторые характеристики блочных линейных кодов $mBnB$ приведены в табл. 4.2 [163].

Таблица 4.2

Некоторые характеристики блочных линейных кодов $mBnB$

Линейный код	Коэффициент размножения ошибок	Возможность передачи сер-висных сигналов	n/m	P _{1л}	S _k	S _m	I _{оmax}	I _{1max}	<b _k >	Границы диспаритетности		Δ ₁ , %	Δ ₂ , %
										D	D'		
2B3B	-	-	1,5	0,33	2	8	7	3	0,33	+1 -3	-	0,42	4,3
3B4B	1,5	Возможно	1,33	0,5	2	5	4	4	0,5	±2	+3	0,25	4,4
5B6B	2,5	»	1,2	0,5	2	9	6	4	0,5	±2	±4	0,5	5,2
5B7B	-	-	1,4	0,5	1	17	6	4	0,42	-1	-	0,2	4,0
6B8B	-	Возможно	1,33	0,5	1	7	6	6	-	0	±3	-	-
7B8B	3,5	»	1,14	0,5	-	15	6	6	-	±4	±7	-	-
9B10B	-	-	1,11	-	-	-	-	-	-	±4	±7	-	-
7B10B	-	-	1,43	-	-	-	-	-	-	0	±4	-	-
17B18B	-	-	1,058	-	-	1	34	-	-	-	-	-	-

При одинаковых значениях m диаграммы кодопреобразования кодов mBIC и DmBIM совпадают и при вероятности появления единицы в исходной двоичной последовательности $p=0,5$ спектральная плотность непрерывной составляющей энергетического спектра соответствующих линейных сигналов одинакова. При малых значениях m ($m=1, 2, 3$) в спектрах данных сигналов подавлены НЧ- и ВЧ-составляющие, а при больших значениях m ($m=6, 7, \dots$) кривые спектральной плотности непрерывных составляющих приближаются к соответствующей кривой спектра блочного сигнала типа 7B8B, и имеют широкую плоскую вершину при резком спаде высоких и низких частот.

Как код mBIC, так и код DmBIM характеризуются высоким качеством подавления джиттера, в особенности при предварительном скремблировании информационного сигнала.

Контроль ошибок в линейных сигналах mBIC и DmBIM осуществляется с помощью меток.

Что касается такого показателя, как размножение ошибок, в линейных сигналах типа mBIC он отсутствует, а в линейных сигналах типа DmBIM одиночная ошибка удваивается.

Некоторые характеристики линейных кодов со вставками и блочных линейных кодов приводятся в табл. 4.3 [34,38].

Таблица 4.3

Характеристики линейных кодов со вставками и блочных линейных кодов

Характеристика	Коды со вставками		Блочные коды
	mBIC	DmBIM	
Максимальное число одинаковых по уровню символов (0 или 1)	Хорошее	Хорошее	Хорошее
Баланс нулей или единиц	Средний	Хороший	Хороший
Уровень интеграции цепей кодера или декодера	Очень хороший	Очень хороший	Плохой
Обнаружение ошибок	Среднее	Среднее	Хорошее
Размножение ошибок	Хорошее	Среднее	Плохое
Расширение системы (расширение числа каналов)	Хорошее	Хорошее	Плохое

Коэффициент размножения ошибок	1	2	~3 (3B4B)
Подавление дрожания фаз	Хорошее	Хорошее	-

В [34] описываются линейный код mBIC и его характеристики в оптической системе передачи, исследованы возможности устранения длительных последовательностей идентичных символов, подавления джиттера, контроля ошибок.

В [35] приводится сравнение характеристик линейных сигналов AMI, CMI, DMI и блочных сигналов mBnB при высоких скоростях передачи (1 Гбит/с и выше); отмечается, что для разрешения проблем блочной синхронизации требуются тщательные исследования; исследуется эффективность использования линейного сигнала AMI в условиях ограниченных потерь ОВ, а также при ограничении ширины полосы пропускания канала.

В [37], на основании анализа общих аспектов линейного кодирования ВОСП и возможностей улучшения линейности лазерных диодов, делается вывод о перспективности применения многоуровневых линейных кодов. На примере упрощенной математической модели выявляется связь между двоичным, многоуровневым и дуобинарными кодами.

В данной работе на основе метода Персоника [6, 106] разрабатываются упрощенные математические модели ВОСП.

В [44] статистические свойства линейных кодов используются для обнаружения ошибок.

В [93, 109] сравниваются высокоскоростные блочные линейные коды mBnB и коды со вставками, с точки зрения сложности их аппаратурной реализации, а также по показателям эффективности контроля ошибок. Рассматривается вопрос достижения компромисса между эффективностью кодирования, характеристиками передачи и сложностью преобразователя. Относительная значимость этих факторов определяет особенности методики выбора линейного кода.

В [39] делается попытка согласования параметров линейного тракта и линейного сигнала для каждого из сравниваемых кодов в отдельности. Методика такого согласованного сравнения разрабатывается по отношению к

двухуровневым кодам при построении ЦВОСП на основе многомодовых ОВ со ступенчатым или градиентным профилем показателя преломления.

В [38] исследуется линейный код DmBIM и приводятся результаты экспериментов, на основании которых определяются характеристики линейного сигнала с точки зрения МСП, подавления динамической пульсации, мониторинга ошибок, эффективности применения в системах с фазовой модуляцией. Отмечается, что линейный сигнал DmBIM имеет хорошие показатели по балансу даже при наличии высокой диспаритетности.

В [31] приводятся некоторые характеристики блочных линейных кодов 3B3B, 6B8B, 7B8B и линейных кодов со вставками mBIC, DmBIC (эффективность подавления джиттера, качественные показатели процесса выделения компоненты тактовой частоты). Отмечается, например, что при использовании линейного кода mBIC достаточно легко обеспечить выделение компоненты тактовой частоты из спектра сигнала в приёмной цепи, поскольку алгоритм кодопреобразования обеспечивает отсутствие длительных серий символов одного уровня. При сравнении двоичных линейных сигналов с точки зрения их эффективности следует учитывать [37]:

- оптические потери (как можно меньше);
- скорость передачи (как можно меньше);
- расстояния между регенераторами, в основном ограничивающиеся дисперсиями ОВ (как можно больше).

В качестве отрицательных факторов следует учитывать:

- высокую сложность и стоимость кодирующего и декодирующего устройств;
- низкое качество вторичного выравнивания;
- низкие показатели процесса синхронизации;
- низкая способность контроля ошибок.

В случае сбалансированных буквенных кодов к числу отрицательных факторов добавляется:

- узкий динамический диапазон;
- умножение разброса ошибок;
- присутствие низкочастотных составляющих в энергетическом спектре линейного сигнала.

В [92] рассматриваются вопросы различных ограничений, накладываемых на характеристики линейных сигналов при их использовании на металлических линиях, линиях радиосвязи и в каналах передачи данных с несущей.

В [112] приводится сравнение линейных сигналов по величине искажений МСП1 и МСП2 при ограничении полосы пропускания канала, а в [24] - по энергетическим показателям некоторых типов линейных сигналов.

В [131] даётся оценка влияния МСИ на передачу информации по ВОЛС, а в [112,180] приводятся сравнительные характеристики многопозиционных оптических импульсных сигналов при наличии МСИ.

Приведённый неполный список публикаций по вопросам выбора линейных кодов даёт возможность сделать вывод о том, что сравнительный анализ линейных кодов должен производиться с учетом большого числа различных параметров, при этом выбор типа линейного кода в значительной степени зависит от условий работы ВОСП, т.е. от конкретных требований, предъявляемых к линейному сигналу.

Здесь можно выделить следующие основные аспекты:

- согласование источника информации с каналом связи, т.е. нахождение оптимального варианта сочетания характеристик данных узлов;
- степень сосредоточения основной энергии спектра в заданном диапазоне частот;
- достижение эффективных результатов при размещении регенераторов по линии связи;
- возможность удешевления оборудования регенераторов, обеспечивающих одновременно их надёжное использование;

- возможности выделения дискретных составляющих из энергетического спектра.

Следует отметить также ещё один важный фактор: в некоторых случаях параметры линейного тракта считаются заданными [156], тогда вопрос всестороннего анализа и выбора линейного сигнала становится весьма актуальным.

Таким образом, требования, предъявляемые к параметрам кодов для оценки их характеристик и анализа алгоритмов преобразования, показывают, что вопрос выбора линейного кода в линии не имеет однозначного решения для всех возможных вариантов ВОСП. Для каждого варианта организации ВОСП необходим тщательный и всесторонний анализ временных и спектральных характеристик линейных сигналов с учетом технико-экономических факторов [24, 27, 40].

Для внутриобъектных и городских ВОЛС на низких скоростях передачи (до 34 Мбит/с) наиболее рациональным является применение кодов класса 1В2В (VI-L, VI-M, CMI). На более высоких скоростях передачи целесообразно применять блочные коды mVnB (2В3В, 3В4В, 5В6В).

Для зонавых и магистральных сетей ВОСП выгоднее использовать блочные коды с меньшей избыточностью (7В8В, 17В18В), что усложняет окончное оборудование, но позволяет сузить полосу пропускания линейного тракта ВОСП. Для высокоскоростных магистральных ВОСП (до 140 Мбит/с), имеющих большую длину регенерационных участков, выбор линейного кода определяется компромиссом между сужением полосы передаваемых частот, содержанием хранимой информации в спектре линейного сигнала, допусками на межсимвольные искажения, а также возможностью контроля ошибок.

На скоростях передачи 140, 565 Мбит/с и выше наиболее перспективными являются коды со вставками mVIC, DmVIM, mVIPIC, mVIPIR с большими значениями m, которые по сравнению с кодами класса mVnB имеют ряд отмеченных выше преимуществ [27].

В настоящее время блочные коды и коды со вставками применяются в основном на магистральных высокоскоростных ВОСП с кабелями на одномодовом оптическом волокне.

Коды, применяемые в линейных трактах некоторых современных ВОСП, были рассмотрены в первой главе.

Ниже рассматривается методика определения характеристик и параметров линейных кодов, которая даёт возможность осуществить их сравнительный анализ с наиболее общих позиций.

4.1. Энергетическая оценка линейных сигналов и их сравнительный анализ [66, 68]

Как отмечалось выше, линейные сигналы ВОСП представляют собой случайные процессы с детерминированными тактовыми интервалами.

Если спектральной характеристикой детерминированного сигнала является его спектральная плотность, определяемая с помощью прямого преобразования Фурье, то для случайного сигнала это преобразование не применимо, так как подынтегральная функция принципиально не может быть выражена в явном виде. Спектральной характеристикой случайного сигнала является функция

$$F(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} S^2(\omega), \quad (4.2)$$

которая называется энергетическим спектром случайного сигнала. Функция измеряется в единицах: $\text{сек}^{-1} \cdot \text{амплитуда}^2 \cdot \text{сек}^2 = \text{амплитуда}^2 \cdot \text{сек}$. Поскольку "амплитуда² · сек" есть размерность энергии, то, следовательно, $W(\omega)$ – усредненная по времени энергия случайного сигнала. Размерность энергетического спектра случайного сигнала можно также представить в виде

$$|W(\omega)| = \frac{\text{амплитуда}^2}{\Gamma_{\omega}}, \quad (4.3)$$

где функцию $W(\omega)$ можно считать усредненной по времени мощностью, приходящейся на единицу полосы частот, т.е. спектральной плотностью мощности случайного сигнала.

Учитывая, что:

$$W = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega, \quad (4.4)$$

и, т.к. $S(\omega)$ является четной, можно перейти к записи:

$$W = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega. \quad (4.5)$$

Таким образом, энергия в спектре непериодического сигнала распределяется в зависимости от вида функции $S^2(\omega)$, размерность которой

$$|S^2(\omega)| = \frac{\text{амплитуда}^2 \cdot \text{сек}}{\text{Гц}}. \quad (4.6)$$

Так как "амплитуда².сек" есть размерность энергии, то, следовательно, $S^2(\omega)$ представляет собой спектральную плотность энергии сигнала, т.е. энергию, приходящуюся на единицу полосы частот. Величину W можно определить интегрированием во временной области. Для периодического сигнала среднее за период значение удельной мощности может быть определено выражением

$$P = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} P(t) dt \quad (4.7)$$

или

$$P = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S^2(t) dt. \quad (4.8)$$

Из (4.5) получаем:

$$W_T = TP = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S^2(t) dt. \quad (4.9)$$

Для непериодического сигнала (при $T \rightarrow \infty$) находим:

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt. \quad (4.10)$$

Приравнивая правые части (4.5) и (4.10), получаем известное в электротехнике и радиотехнике равенство Релея:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega, \quad (4.11)$$

которое показывает, что полную энергию непериодического сигнала можно определить путем интегрирования либо функции $S^2(t)$ во временной области, либо функции $S^2(\omega)$ в частотной области, что дает возможность ввести понятие об активной длительности непериодического сигнала и об активной ширине его спектра, что весьма важно при исследовании и сравнении характеристик линейных сигналов ВОСП.

Как известно, под активной шириной понимается полоса частот, в которой сосредоточена определенная (основная) часть полной энергии сигнала. Эта характеристика представляет собой ширину полосы частот, в которой сосредоточено 90% или 95% полной энергии энергетического спектра линейного сигнала ВОСП.

Аналогично временной промежуток, в котором сосредоточена определенная (большая) часть полной энергии сигнала (например, 90% или 95% энергии), называется активной длительностью непериодического сигнала.

Равенство Релея (теорема Релея) аналогично равенству Парсеваля для непериодических сигналов. Как известно, для периодического сигнала средняя мощность:

$$P = \frac{A_0^2}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n^2}{2}, \quad (4.12)$$

где $A_0, A_1, A_2, \dots, A_n$ – соответственно постоянная составляющая и амплитуды гармоник, т.е. средняя за период мощность периодического сигнала равна сумме средних мощностей постоянной составляющей и всех гармоник.

Приравнивая правые части (4.8) и (4.11), получаем упомянутое ранее равенство Парсеваля

$$\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S^2(t) dt = \frac{A_0^2}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n^2}{2} . \quad (4.13)$$

Равенство (4.13) показывает, что среднюю за период мощность периодического сигнала можно определить с помощью временной функции сигнала $S(t)$ или по частотным характеристикам (по амплитудам гармоник A_n). Равенство Парсеваля показывает также, что средняя за период мощность периодического сигнала не зависит от начальных фаз его гармоник.

Аналогично в случае непериодического сигнала, часть спектра, содержащая гармоники, суммарная мощность которых составляет значительную долю полной мощности сигнала (например, 90% или 95% полной мощности), называется активной шириной спектра.

Вышеуказанные соотношения позволяют оценить величину "энергетического" проигрыша при использовании того или иного типа линейного кода, т.к. в соответствии с предъявляемыми к ним основными требованиями (глава 2) важной характеристикой линейного сигнала является энергия, сосредоточенная:

- в диапазоне частот от 0 до f_0 ;
- в полосе частот от 0 до $0,001f_0$; $0,01f_0$; $0,1f_0$ и т.д.,

где f_0 - полоса частот, в которой сосредоточена основная доля (90% или 95%) энергии, а также сигнала.

Ввиду того что (строго говоря) спектральная плотность линейного сигнала зависит от вероятности появления "единиц" и "нулей" в исходной двоичной последовательности, исследование этой зависимости представляет не только

теоретический, но и практический интерес, например, при выборе фотодиода приемного устройства ВОСП, на основании требований к линейным кодам.

Однако следует отметить, что в некоторых случаях энергетические показатели дают лишь общее представление о количественной стороне процесса, т.к. при восстановлении формы элементарных импульсов линейного сигнала на приемной стороне большую роль играют высшие гармоники спектра, хотя их вклад в общую энергию восстановленного линейного сигнала не очень велик.

Для оценки общей энергии линейного сигнала в заданной полосе частот, будем считать, что канал представляет собой идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которого ограничивается полосой частот $0-\omega_c$, или идеальный полосовой фильтр (ПФ) с полосой частот $\omega_1-\omega_c$, где значения ω_1 и ω_c могут меняться (рис. 4.1).

Принцип определения интегральных энергетических характеристик линейного сигнала представлен на рис. 4.2. Алгоритм определения относительных интегральных показателей использует следующие соотношения:

$$\frac{\int_0^{f_1} S^2(f)df}{\int_0^{\infty} S^2(f)df} \quad - \text{ отношение общей энергии в заданной полосе частот } (0 \div f_1) \text{ к}$$

полной энергии спектра линейного сигнала;

$$\frac{\int_0^{f_T} S^2(f)df}{\int_{f_T}^{2f_T} S^2(f)df} \quad - \text{ отношение энергии первого лепестка энергетического спектра}$$

к энергии его второго лепестка (f_T – частота следования импульсов);

$$\frac{\int_{f_1}^{f_2} S^2(f)df}{\int_0^{\infty} S^2(f)df} - \text{отношение энергии в заданной полосе частот } (f_1 - f_2) \text{ к полной}$$

энергии спектра линейного сигнала.

$$\text{Здесь } E(f^*) = \int_0^{f^*} S^2(f)df \text{ и } E = \int_0^{\infty} S^2(f)df.$$

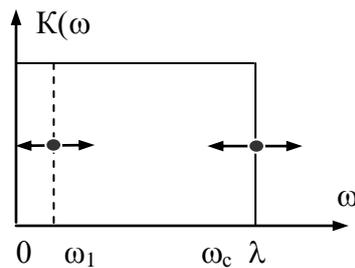


Рис. 4.1. Частотная характеристика идеального ФНЧ и идеального полосового фильтра (ПФ)

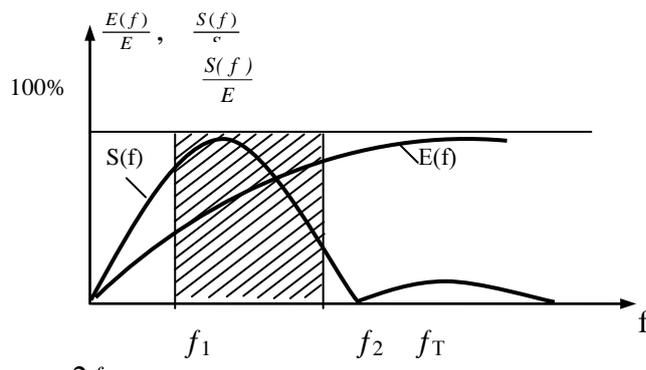


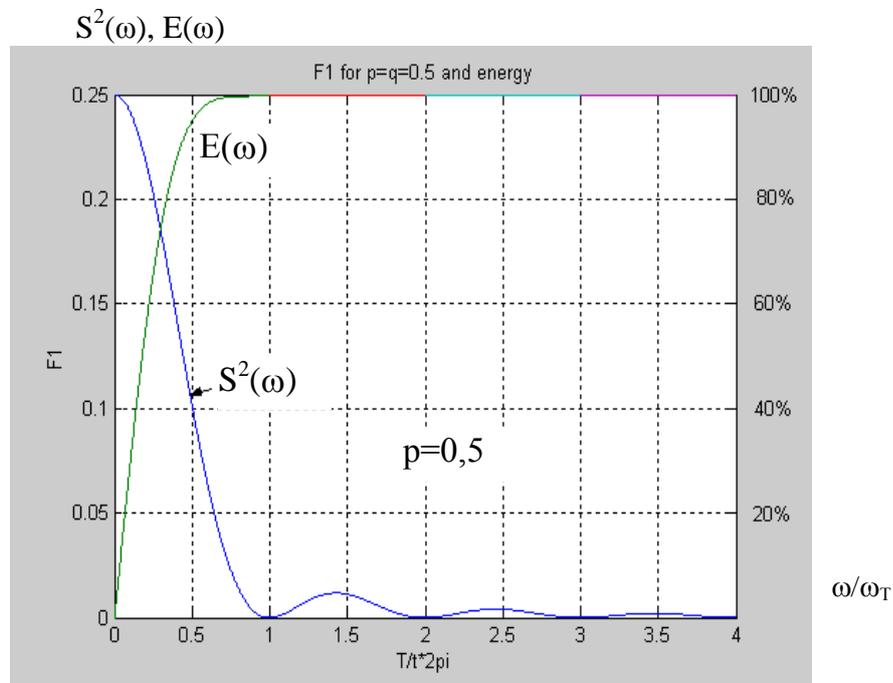
Рис. 4.2. К принципу определения интегральных энергетических характеристик линейных сигналов ВОСП

Ниже на рис. 4.3 а, б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = 0,5\omega_T \div 4\omega_T$ для линейного сигнала NRZ-L.

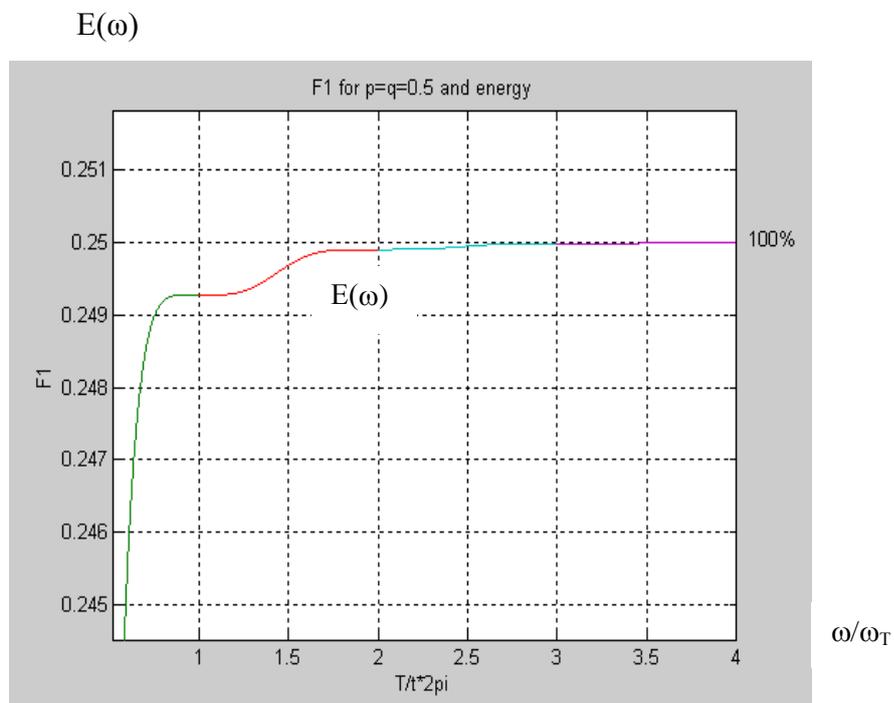
Здесь и везде далее интегральная кривая $E(\omega)$ определяется без учета дискретных составляющих энергетических спектров линейных сигналов.

При $p=q=0,5$ для линейных кодов NRZ-M и NRZ-S кривые имеют тот же вид, что и для линейного кода NRZ-L.

На рис. 4.4а,б приведены непрерывные составляющие энергетических спектров и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0,5\omega_T \div 2\omega_T)$ для линейных сигналов NRZ-M и NRZ-S ($p=q=0,5$).

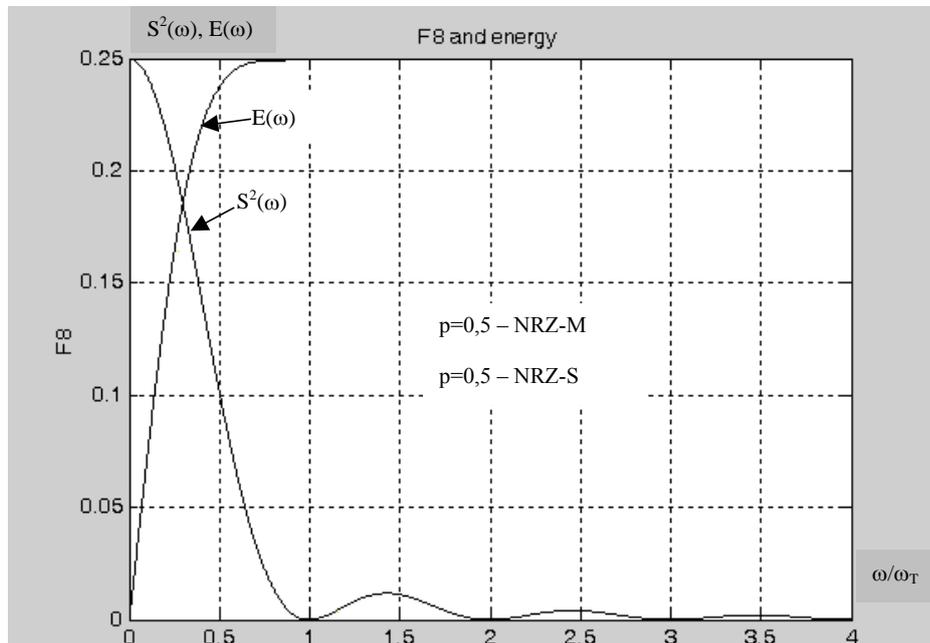


а)

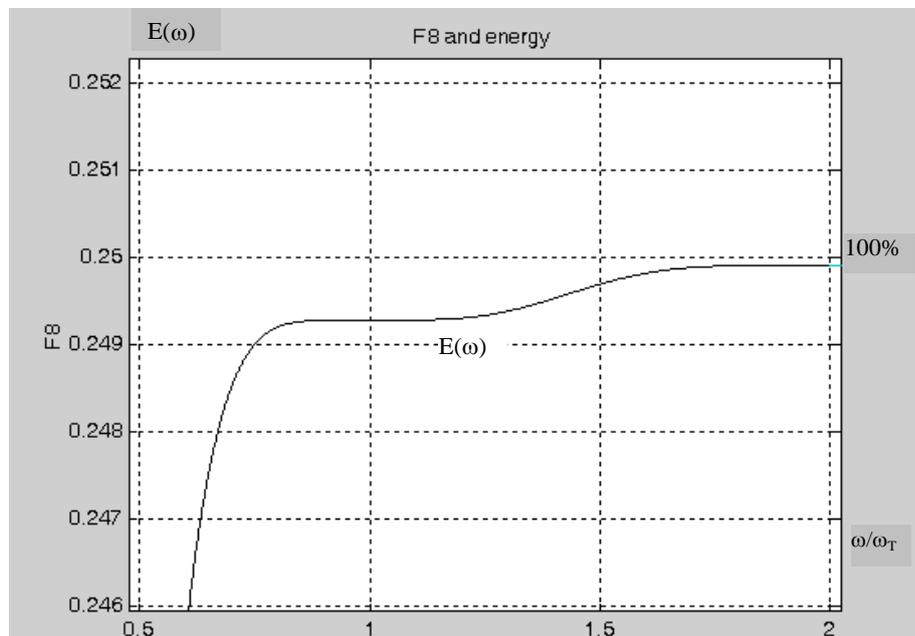


б)

Рис. 4.3. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала NRZ-L ($p=q=0,5$), б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$



а)



б)

Рис. 4.4. а) Непрерывные составляющие энергетических спектров и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейных сигналов NRZ-M и NRZ-S при $p=0,5$

б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 2\omega_T$

На рис. 4.5 приведены непрерывные составляющие энергетических спектров и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ для линейных сигналов RZ-50, RZ-25.

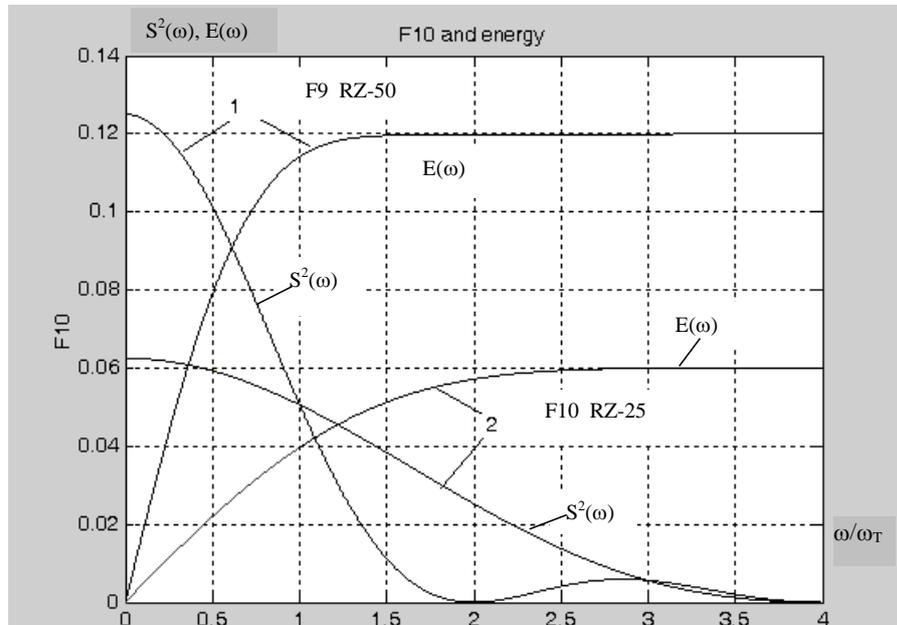
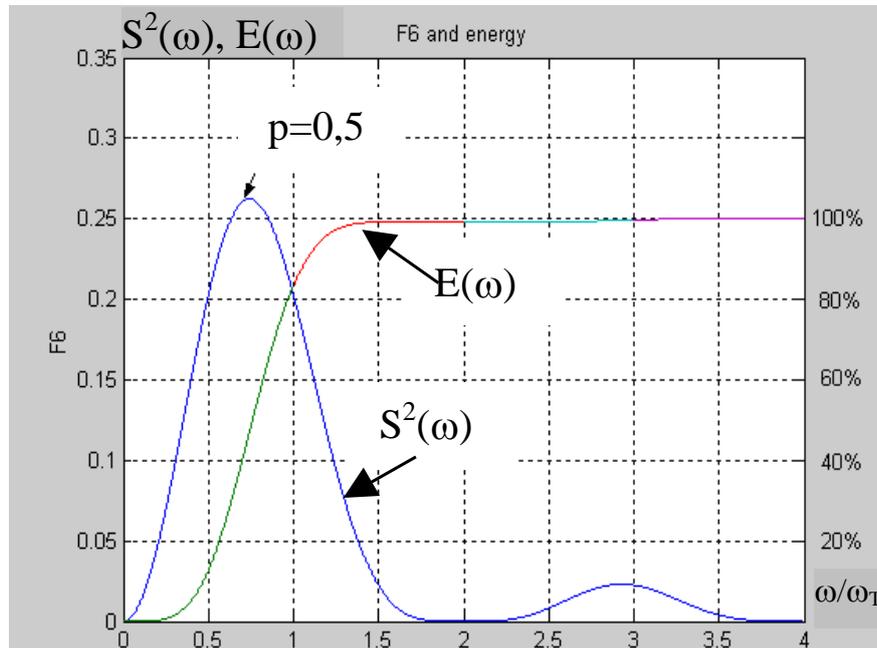


Рис. 4.5. Непрерывные составляющие энергетических спектров и интегральное распределение энергии для линейных сигналов RZ-50, RZ-25.

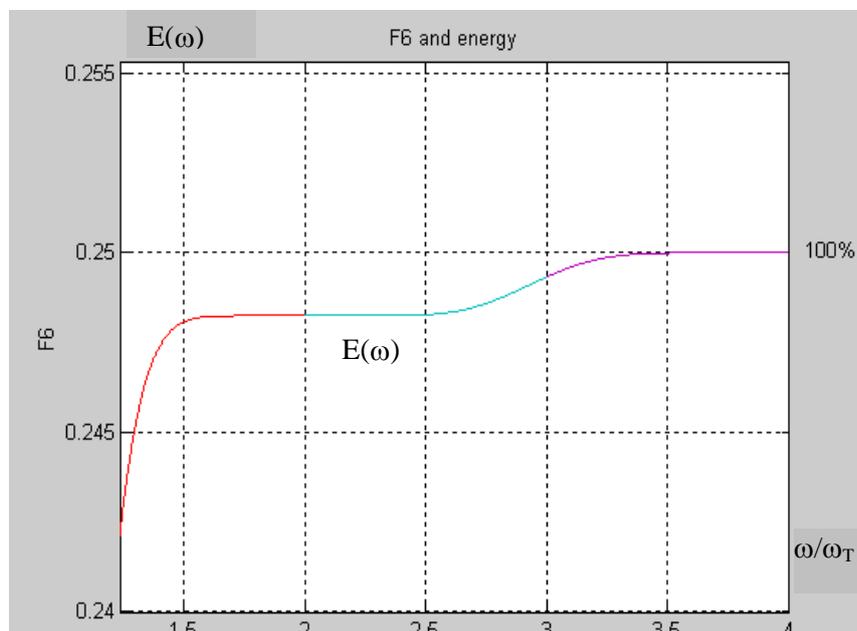
На рис. 4.6 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ для абсолютного биимпульсного линейного сигнала VI-L, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=1,25\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$).

На рис. 4.7 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ для абсолютного биимпульсного линейного сигнала VI-L₂, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$). На этом же рисунке (4.7 в,г) приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ линейного сигнала

VI-L₄, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$)

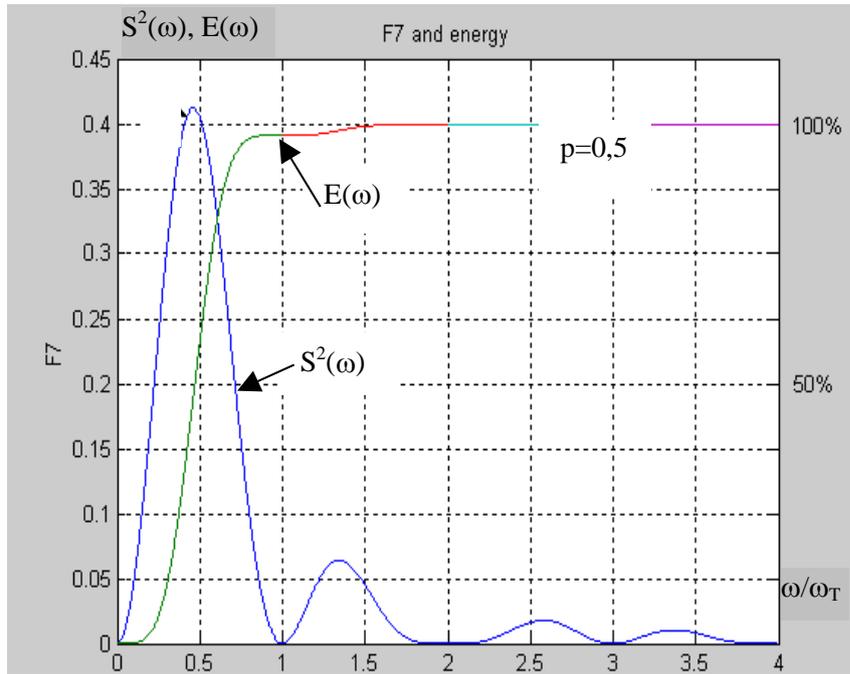


а)

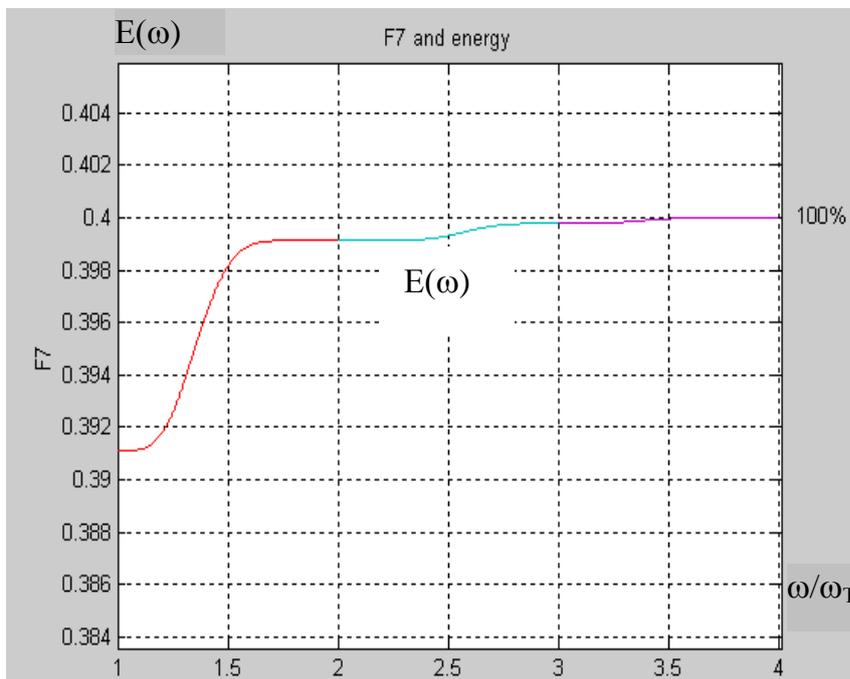


б)

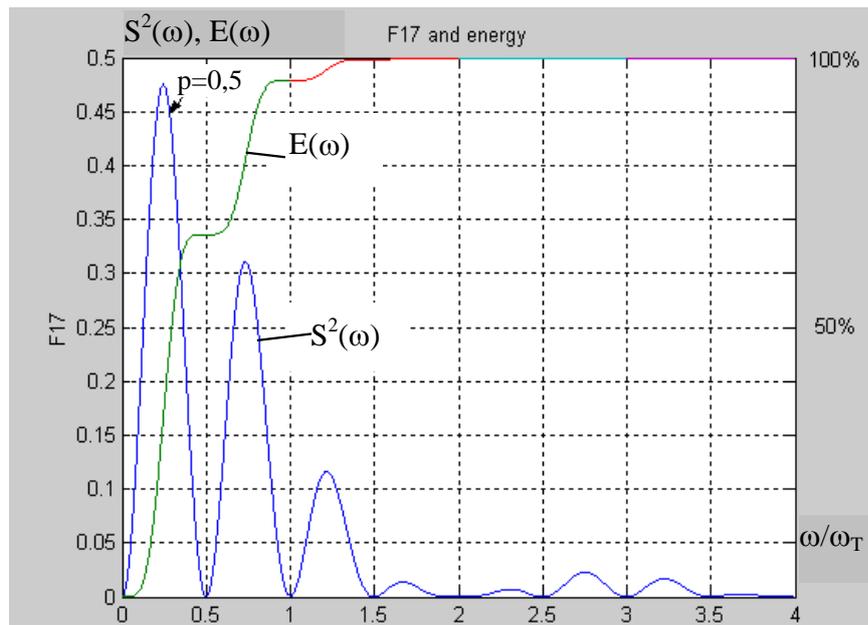
Рис. 4.6. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала VI-L;
 б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = 1,25 \omega_T \div 4 \omega_T$



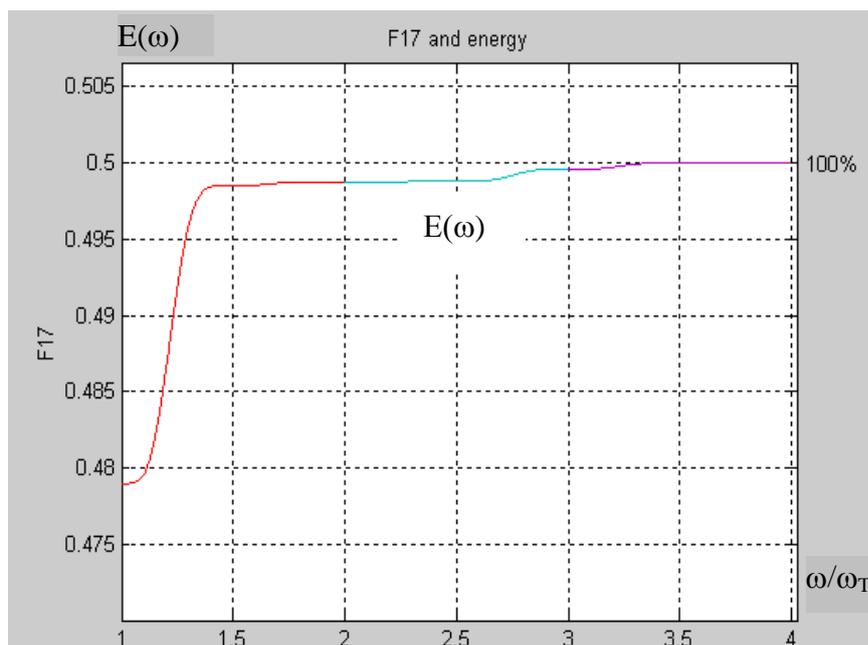
a)



b)



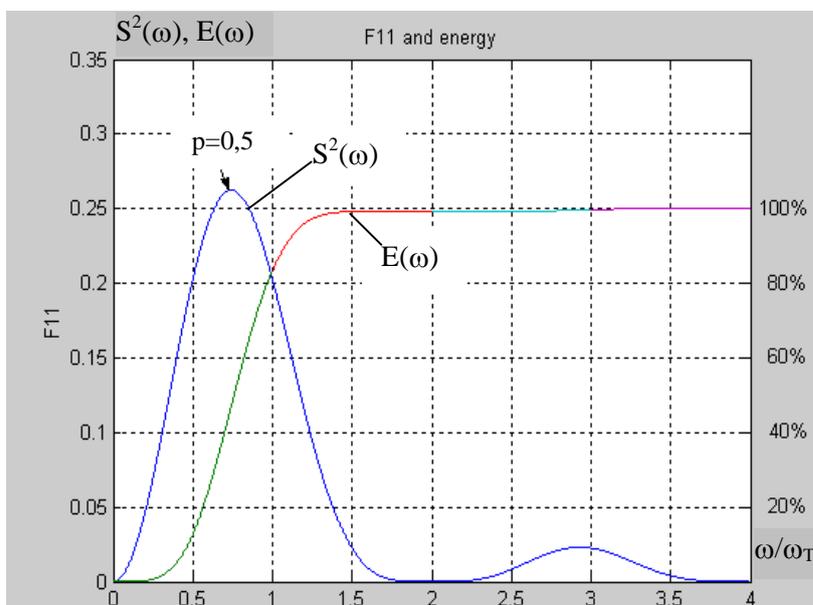
б)



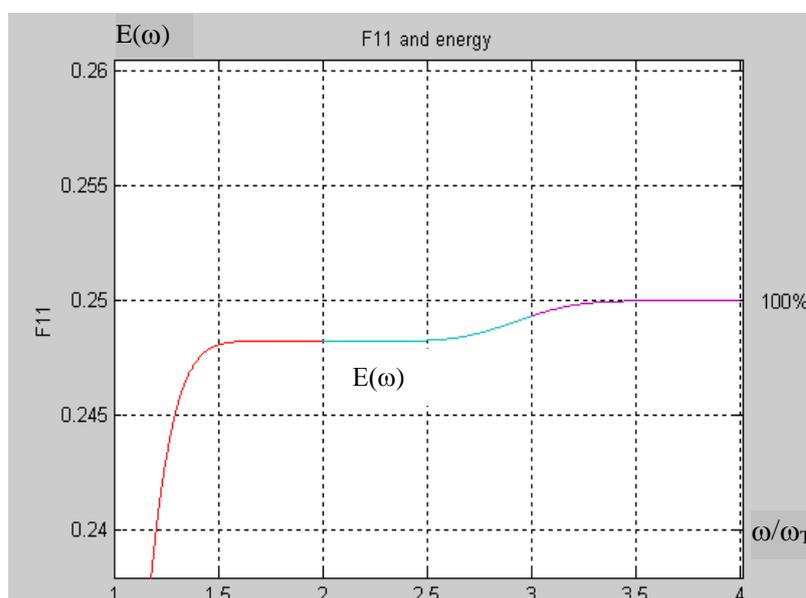
г)

Рис. 4.7. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ абсолютного линейного сигнала второго вида ВІ- L_2 ; б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$; в) непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот $(0 \div \omega^*)$ абсолютного линейного сигнала четвертого вида ВІ- L_4 ; г) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$

На рис. 4.8а,б представлены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ для линейных сигналов типа VI-M и VI-S ($p=q=0,5$).



а)

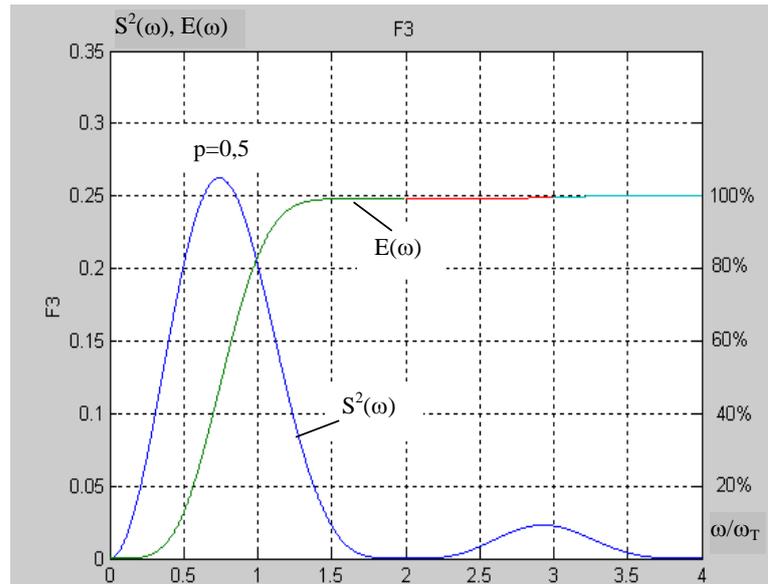


б)

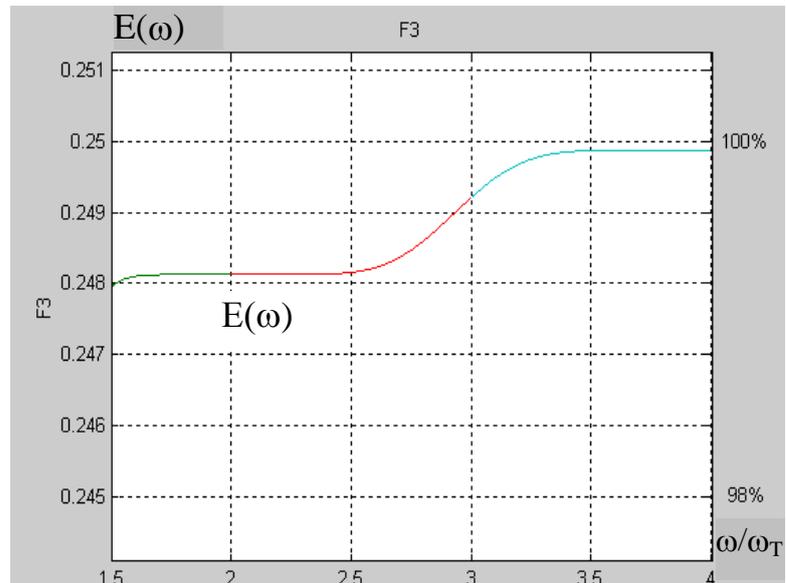
Рис. 4. 8. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейных сигналов VI-M, VI-S;

б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ ($p=0,5$)

На рис. 4.9а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = 1,5\omega_T \div 4\omega_T$ для линейного сигнала типа DBI ($p=q=0,5$).



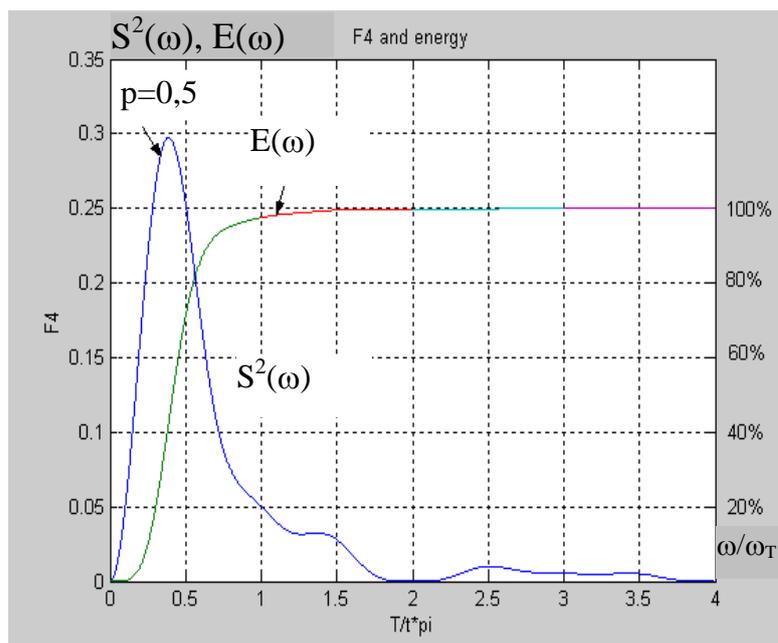
а)



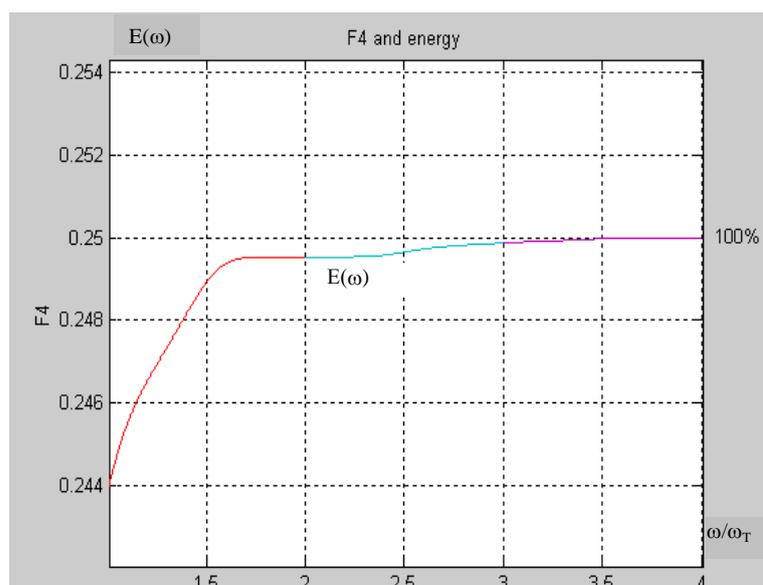
б)

Рис. 4.9. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала типа DBI ($p=q=0,5$);
 б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=1,5\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=0,5$)

На рис. 4.10 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) для линейного сигнала типа СМІ, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega= \omega_T \div 4\omega_T$, ($p=q=0,5$).



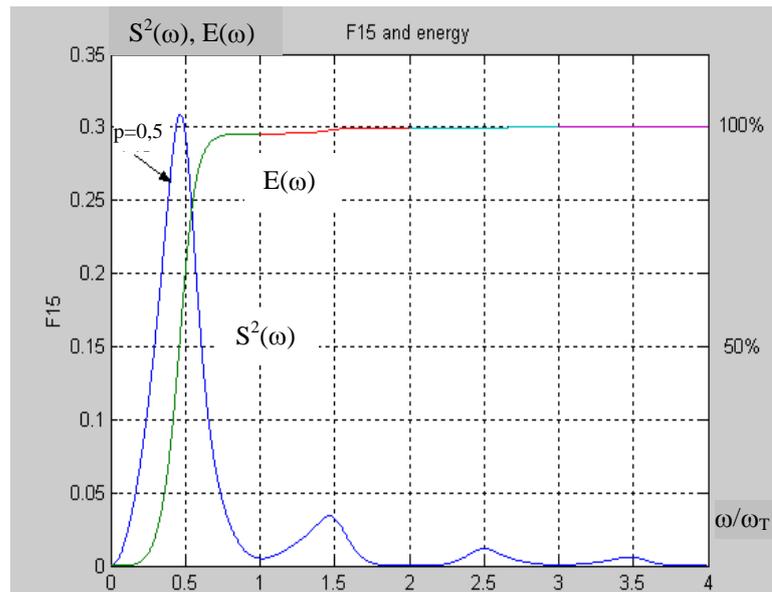
а)



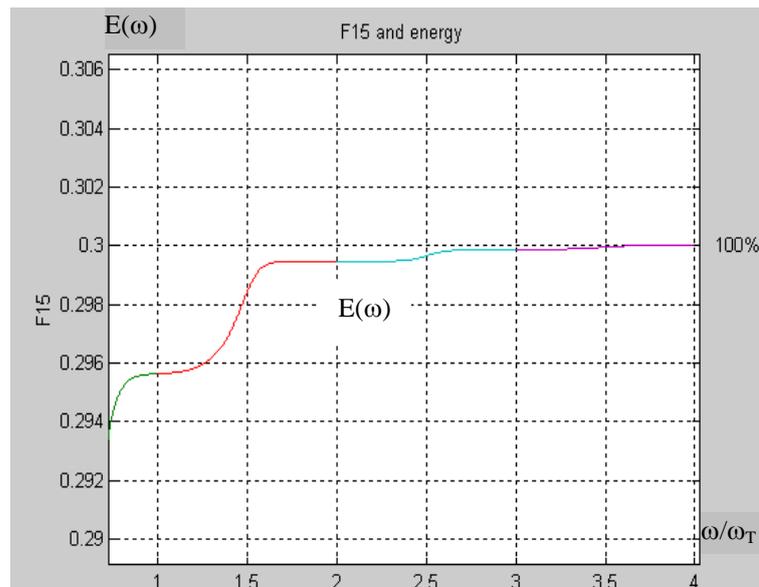
б)

Рис. 4.10. Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) для линейного сигнала типа СМІ ($p=q=0,5$);
 б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ ($p=0,5$)

На рис. 4.11а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega = 0,75\omega_T \div 4\omega_T$ электронно-фотонного сигнала ЕР-1 ($p=q=0,5$).



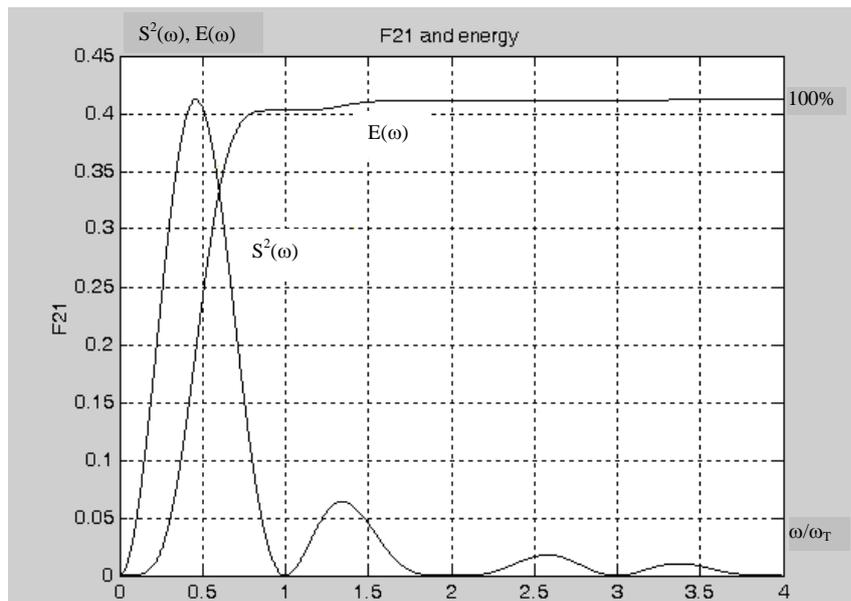
а)



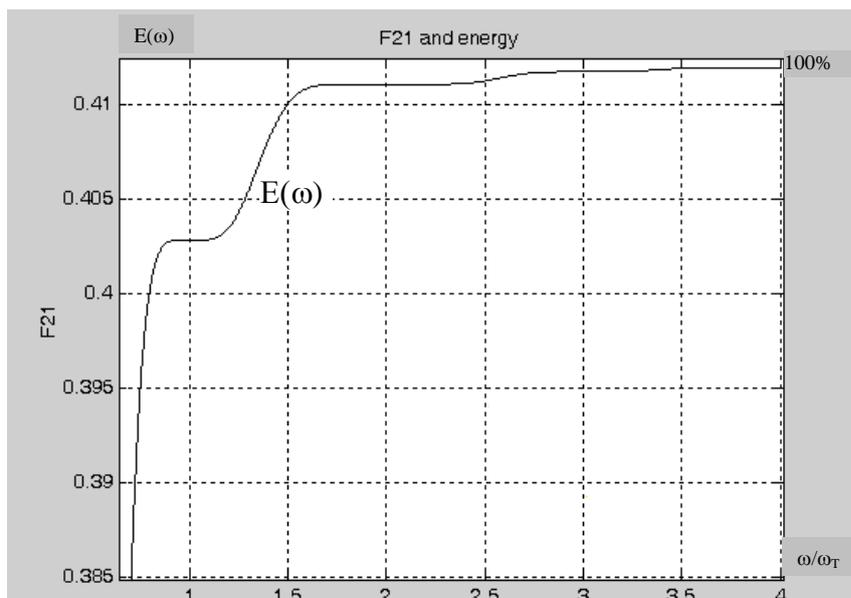
б)

Рис. 4.11. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) электронно-фотонного сигнала EP-1 ($p=q=0,5$); б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$, $p=0,5$.

На рис. 4.12 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=\omega_T \div 4\omega_T$ электронно-фотонного сигнала EP-2 ($p=q=0,5$).



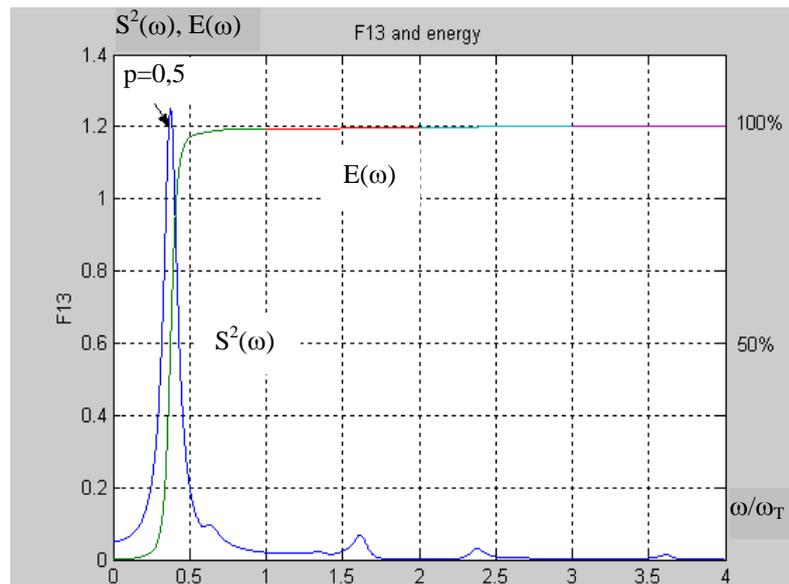
а)



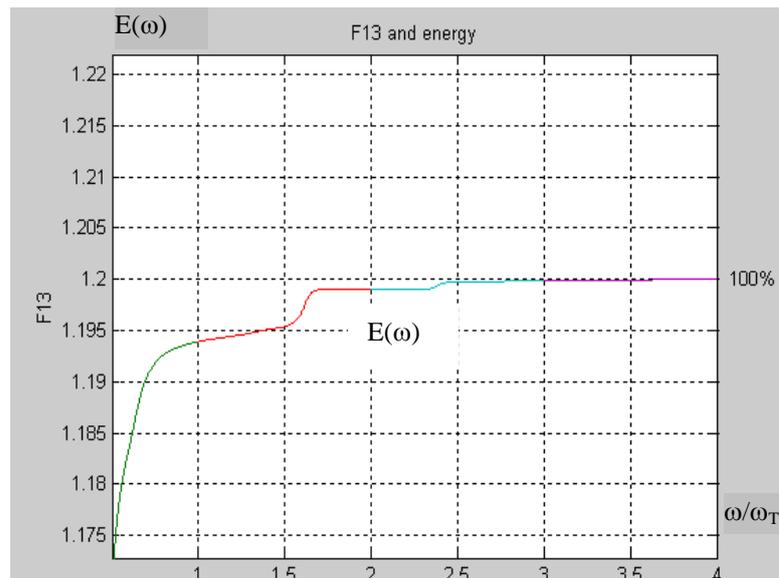
б)

Рис. 4.12. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала EP-2 ($p=q=0,5$);
 б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$

На рис. 4.13а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ для линейного сигнала по алгоритму Миллера ($p=q=0,5$).



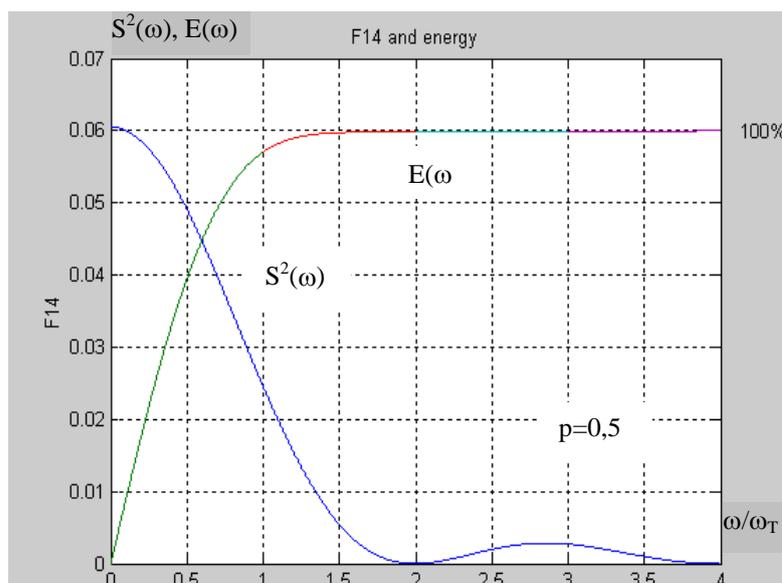
а)



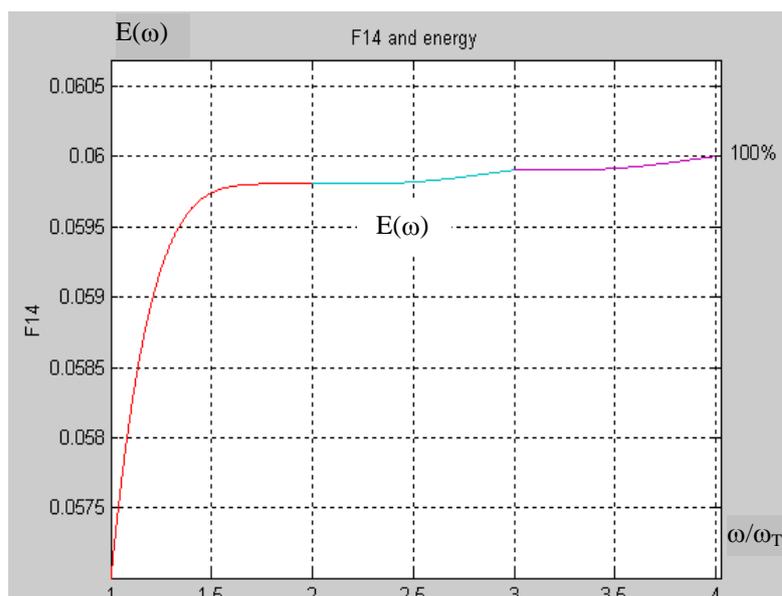
б)

Рис. 4.13. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала по алгоритму Миллера; б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$)

На рис. 4.14 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ для линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова ($p=q=0,5$).



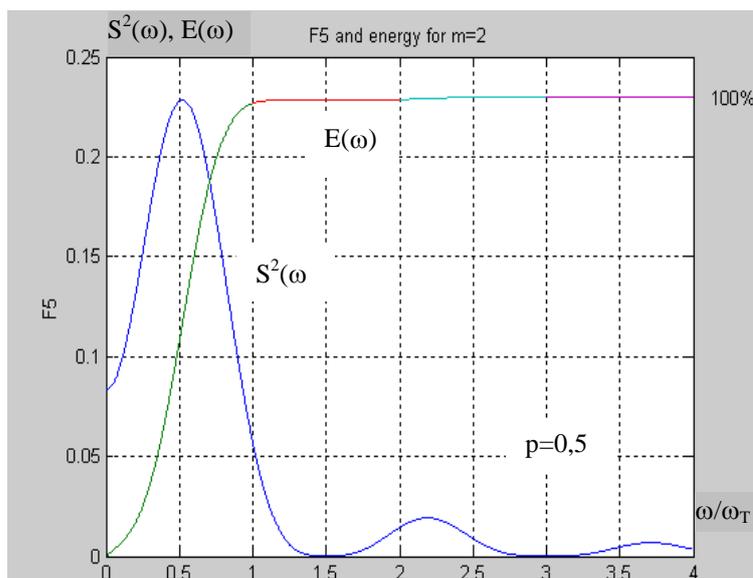
а)



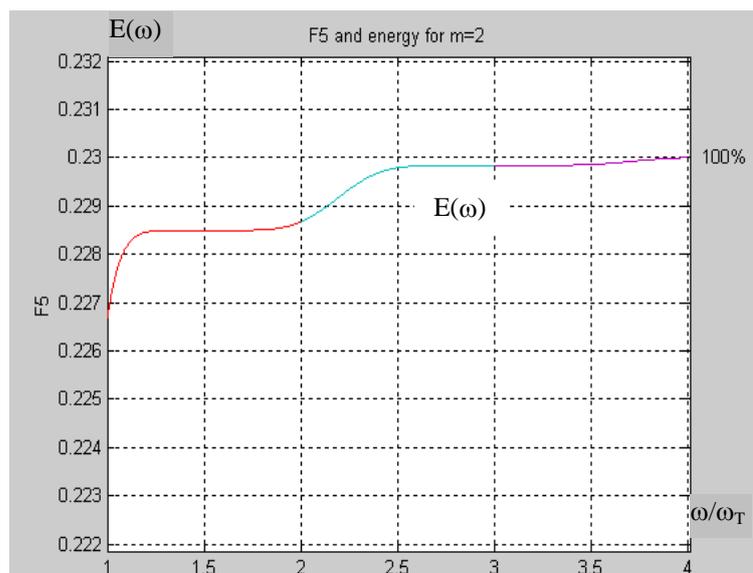
б)

Рис. 4.14. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) линейного сигнала по алгоритму Радева-Стойнова; б) увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$)

На рис. 4.15÷4.19 а,б приведены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) для линейного сигнала mBIC при $m=2,3,5,8,10$, а также увеличенный фрагмент кривой $E(\omega)$ в диапазоне $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ ($p=q=0,5$).

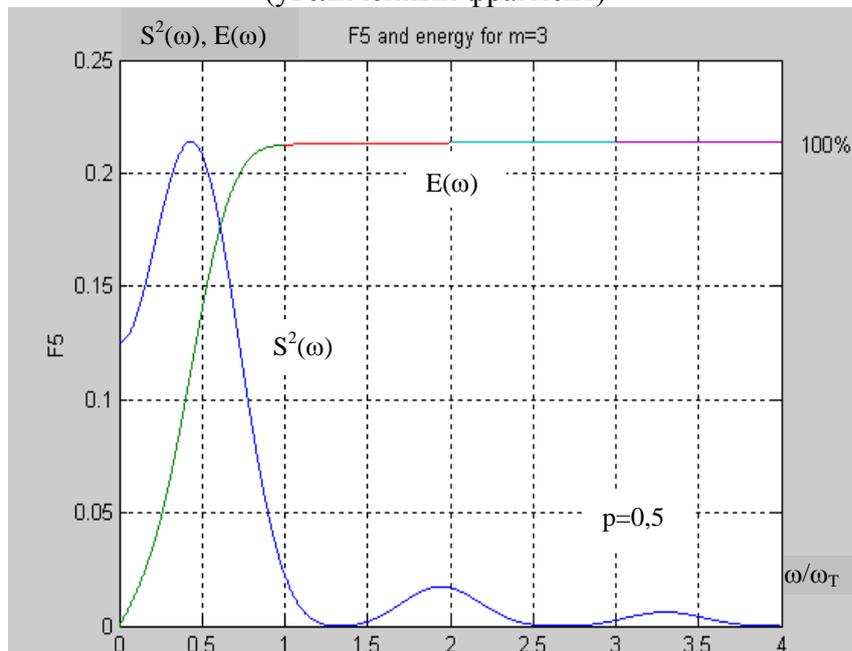


а)

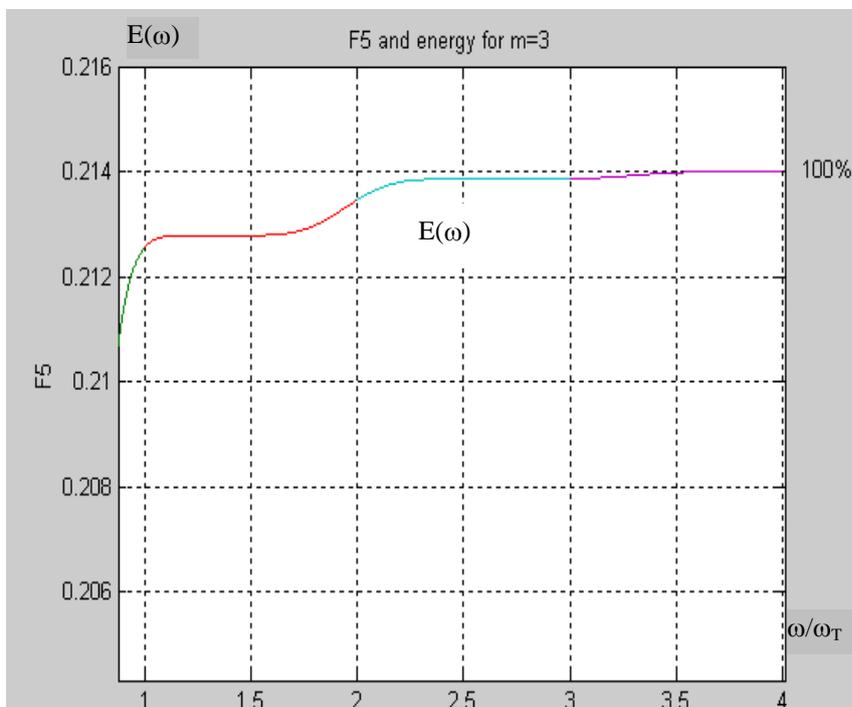


б)

Рис. 4.15. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=2$;
 б) интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=2$
 (увеличенный фрагмент)



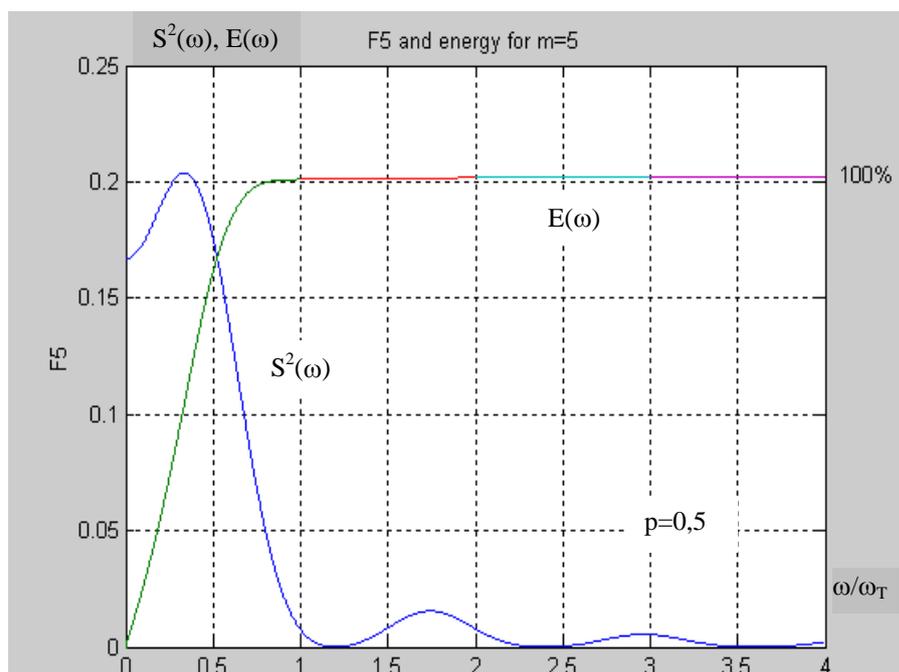
а)



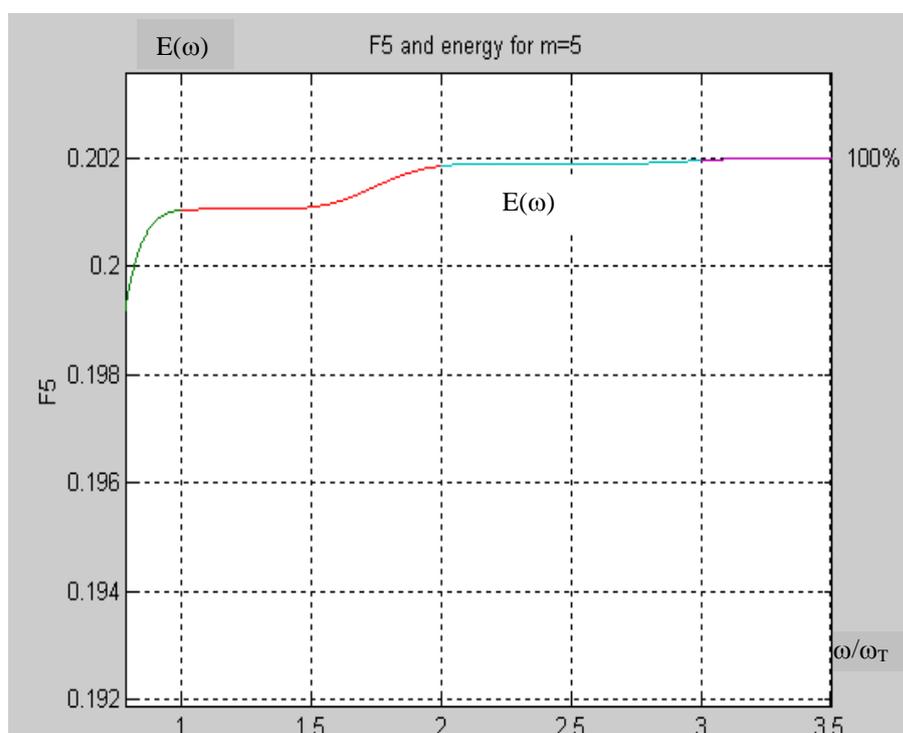
б)

Рис. 4.16. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=3$;
 б) интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=3$

(увеличенный фрагмент)



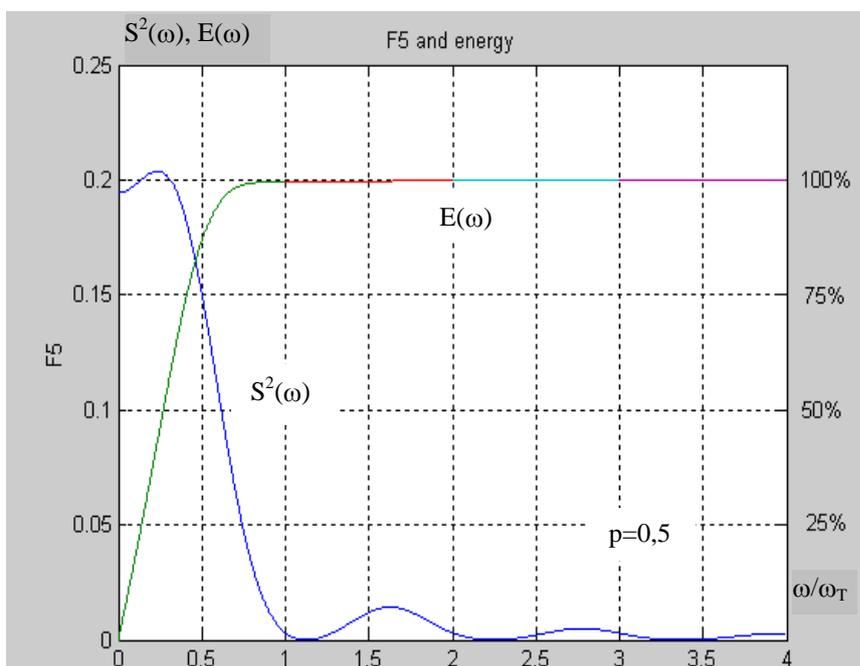
а)



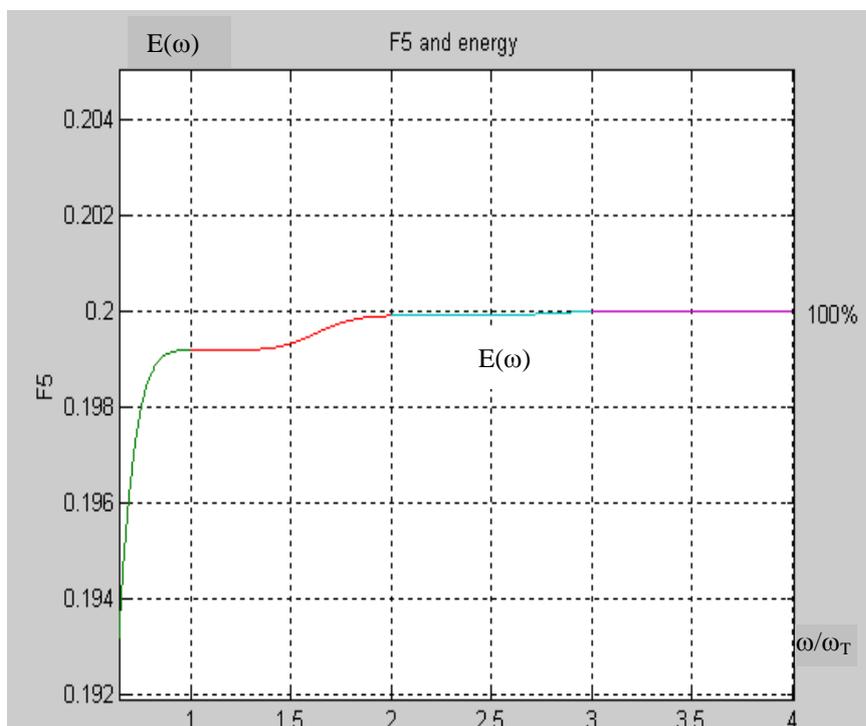
б)

Рис. 4.17. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=5$;
б) интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=5$

(увеличенный фрагмент) ($p=q=0,5$)



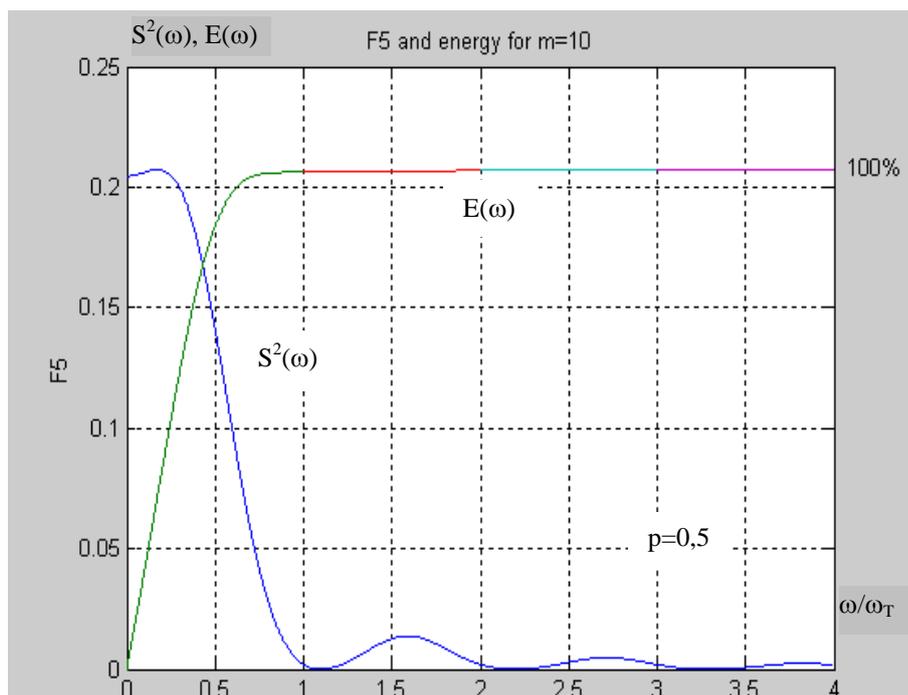
а)



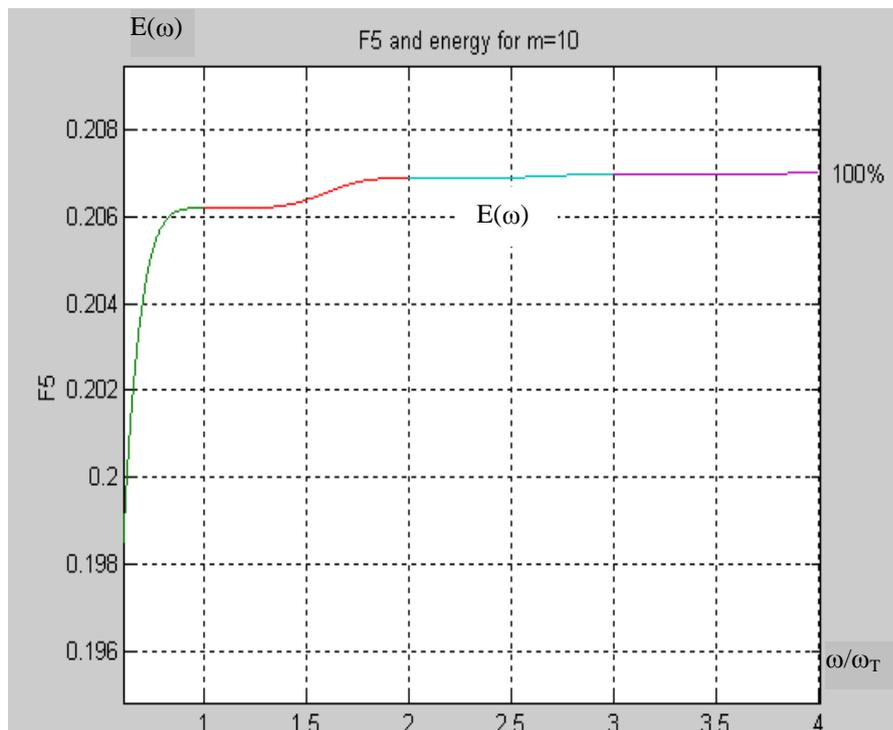
б)

Рис. 4.18. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=8$;
б) интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=8$

(увеличенный фрагмент) ($p=q=0,5$)



а)

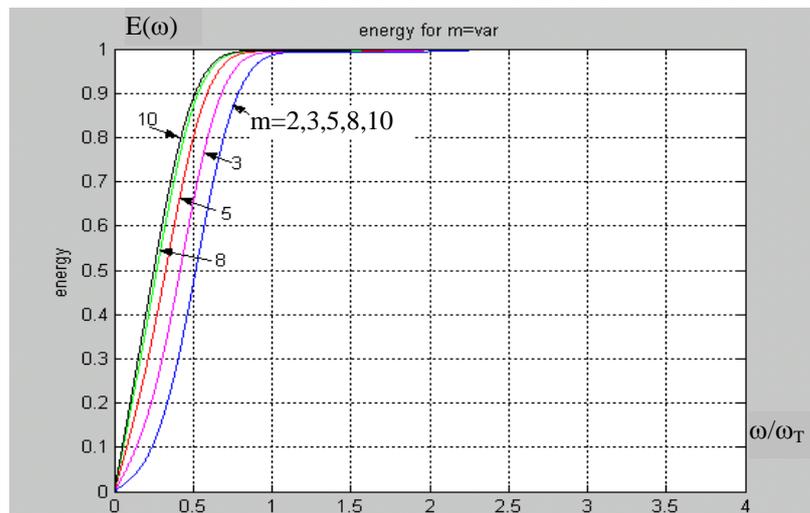


б)

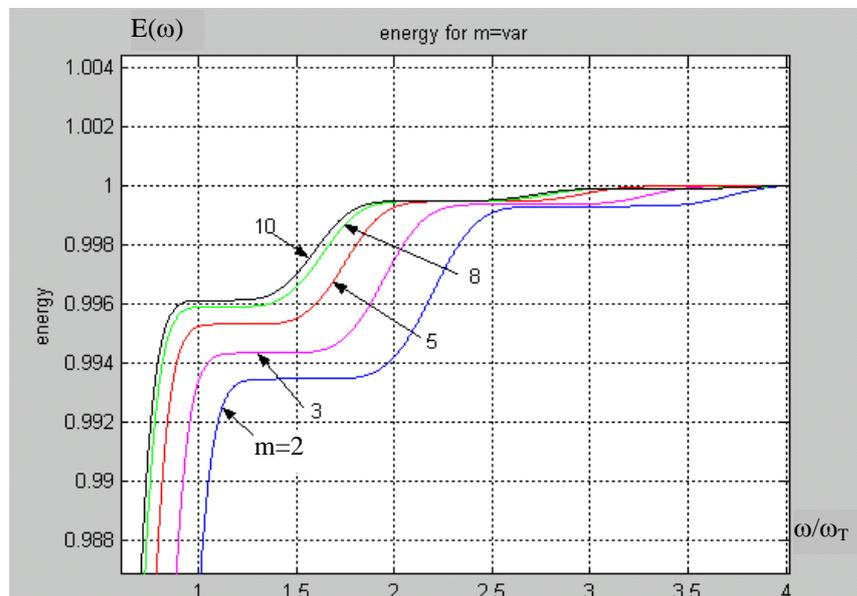
Рис. 4.19. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=10$;
б) интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC при $m=10$

(увеличенный фрагмент) ($p=q=0,5$)

На рис. 4.20 а для сравнения приведены кривые интегрального распределения энергии в линейном сигнале mBIC ($m=2, 3, 5, 8, 10$), на рис.4.20,б - интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ линейного сигнала mBIC ($m=2, 3, 5, 8, 10$) в увеличенном масштабе ($p=q=0,5$).



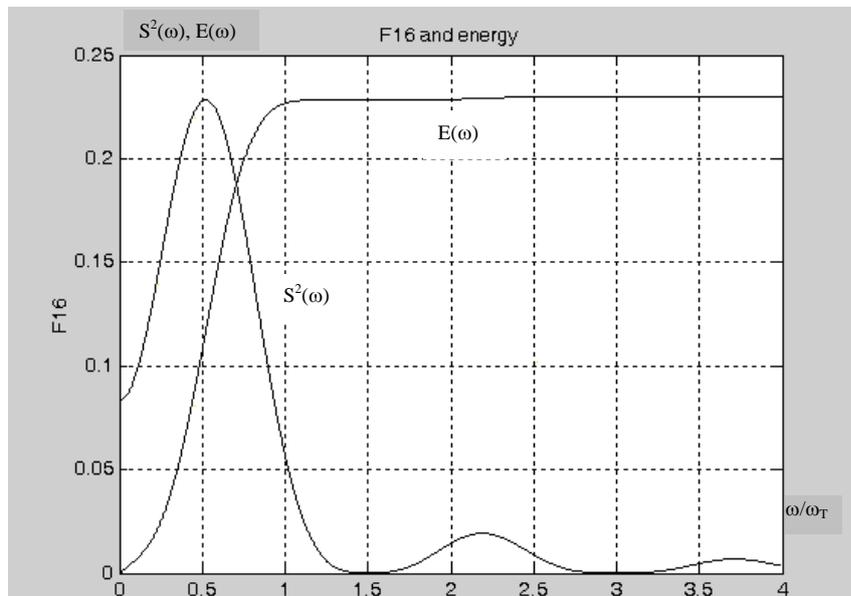
а)



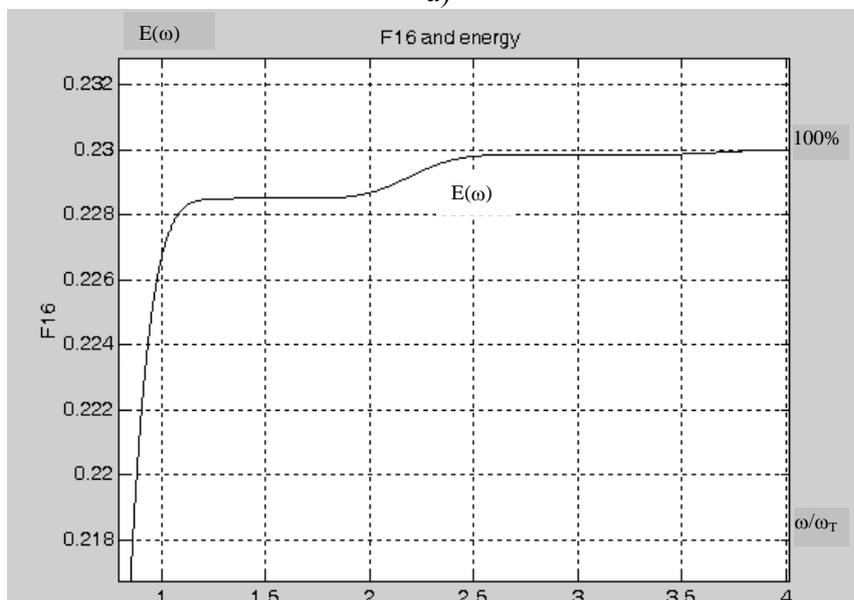
б)

Рис. 4.20. а) Интегральное распределение энергии линейного сигнала mBIC ($m=2, 3, 5, 8, 10$); б) - интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,5\omega_T \div 4\omega_T$ (увеличенный фрагмент)

На рис. 4.21,а,б представлены непрерывная составляющая энергетического спектра, интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) и распределение энергии в полосе частот $\omega=0,75\omega_T \div 4\omega_T$ относительного линейного сигнала DmBIC ($m=2$), при $p=q=0,5$.



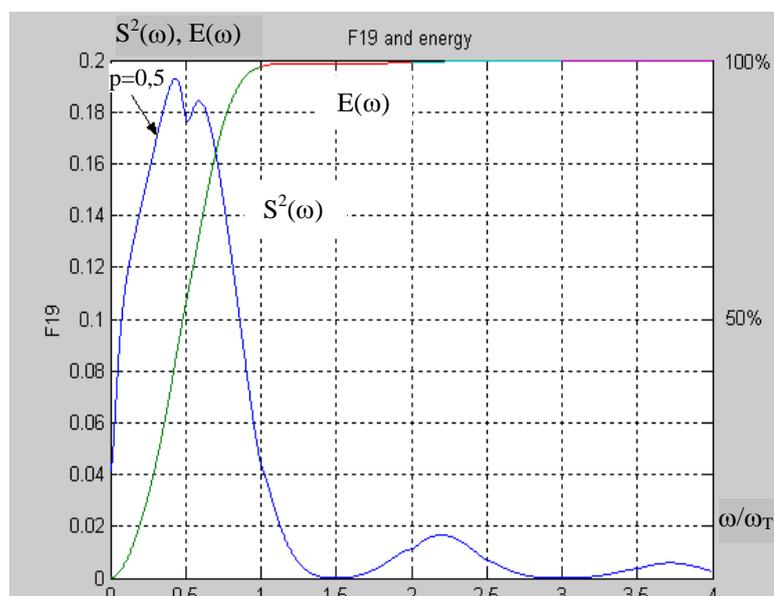
а)



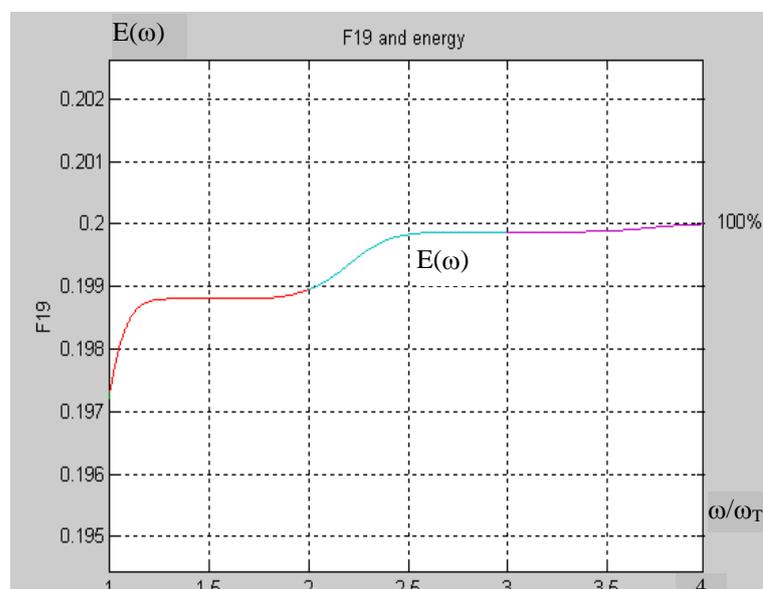
б)

Рис. 4.21. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра относительного линейного сигнала со вставками DmBIC ($m=2$);
 б) интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,75\omega_T \div 4\omega_T$ относительного линейного сигнала со вставками DmBIC ($m=2$)

На рис. 4.22, а,б представлены непрерывная составляющая энергетического спектра, а также интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ (увеличенный масштаб) для блочного линейного сигнала 2В3В ($p=q=0,5$).



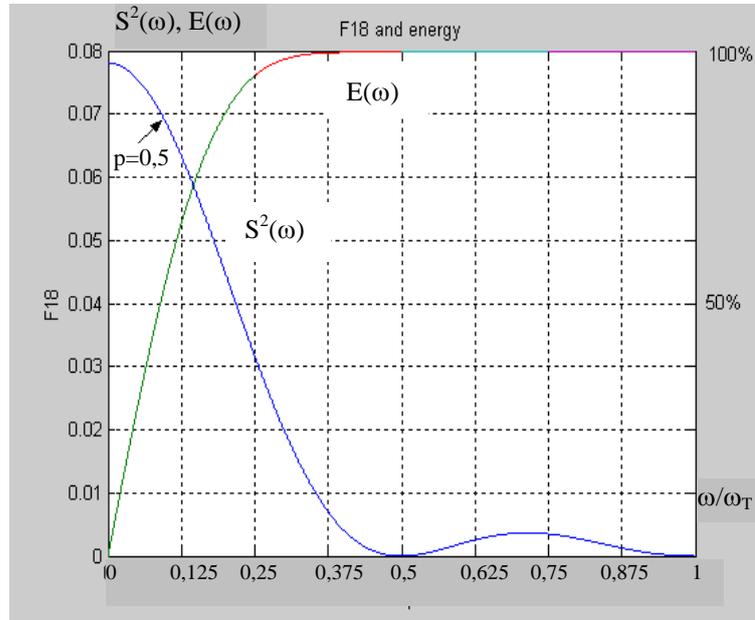
а)



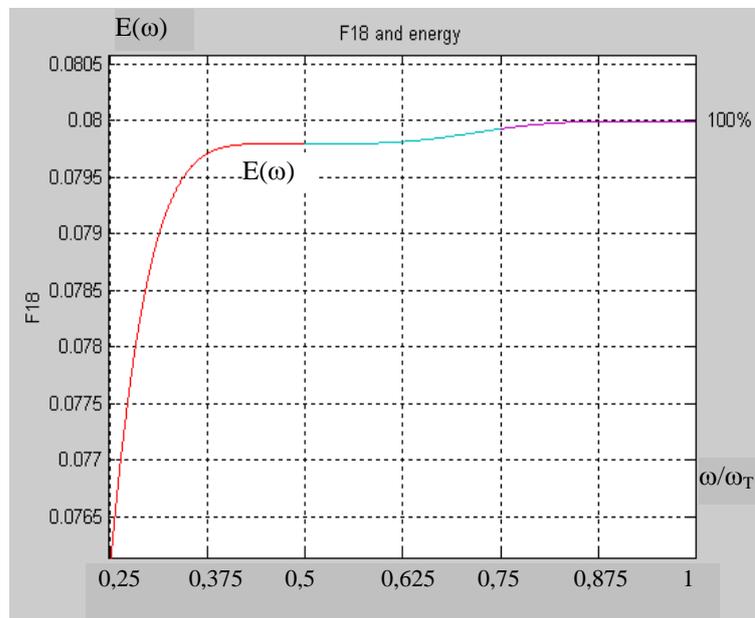
б)

Рис. 4.22. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра в полосе частот ($0 \div \omega^*$) блочного линейного сигнала 2В3В; б) интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega = \omega_T \div 4\omega_T$ (увеличенный масштаб) для блочного линейного сигнала 2В3В ($p=q=0,5$)

На рис. 4.23, а,б представлены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,25\omega_T \div \omega_T$ (увеличенный масштаб) для четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q ($p=q=0,5$).



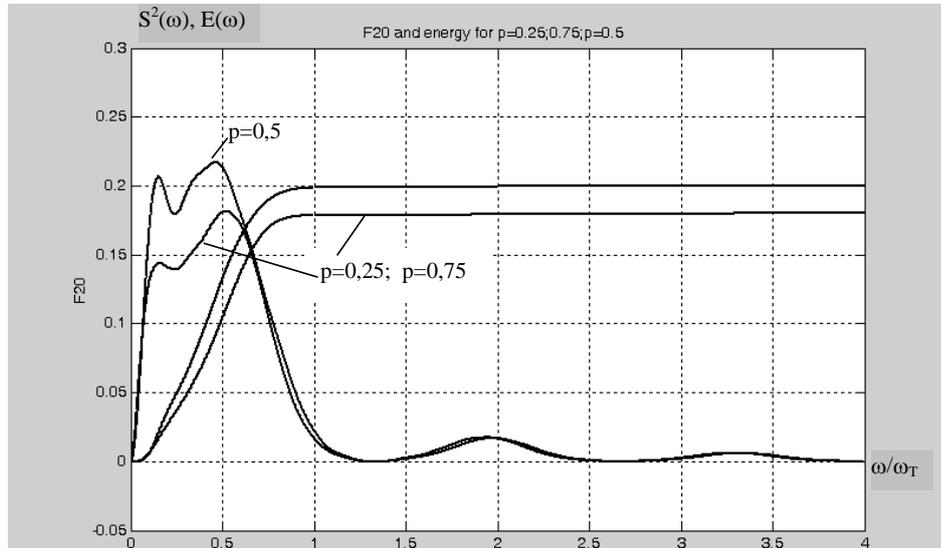
а)



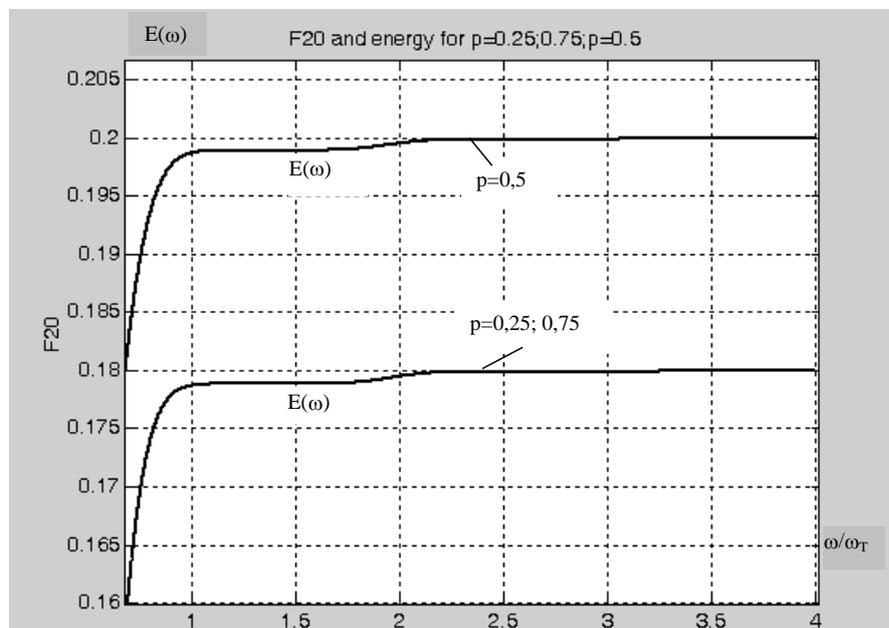
б)

Рис. 4. 23. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q, б) интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,25\omega_T \div \omega_T$ (увеличенный масштаб) четырехуровневого линейного сигнала 2B2Q ($p=q=0,5$)

На рис. 4.24,а,б представлены непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$), а также интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,5\omega_T \div \omega_T$ (увеличенный масштаб) для блочного линейного сигнала 3В4В ($p=q=0,5$).



а)



б)

Рис. 4.24. а) Непрерывная составляющая энергетического спектра и интегральное распределение энергии в полосе частот ($0 \div \omega^*$) блочного линейного сигнала 3В4В; б) интегральное распределение энергии в полосе частот $\omega=0,5\omega_T \div \omega_T$ линейного сигнала 3В4В

В таблицу 4.4 сведены энергетические показатели линейных сигналов, позволяющие произвести оценку и сравнение эффективности различных алгоритмов кодопреобразования по интегральным характеристикам спектра (при $p=q=0,5$).

Основным энергетическим показателем избрана величина полосы частот ($0 \div f_1$), в которой сосредоточено 90% общей энергии сигнала. Для линейных сигналов NRZ-L (NRZ-M, NRZ-S) 90% энергии сосредоточено в полосе частот $0-0,843 f_T$, тогда как для линейных сигналов RZ-50, RZ-25, BI-L и Радева-Стойнова этот показатель составляет соответственно: $2,01f_T$; $3,9f_T$; $2,557f_T$ и $1,029f_T$. Если нормировать эффективную полосу пропускания канала относительно данного показателя для безызбыточного линейного сигнала NRZ-L (т.е. принять за основу эффективную полосу NRZ-L), то можно построить зависимость величины проигрыша ($F_{пр}$) по ширине эффективной полосы частот от типа линейного сигнала (рис. 4.25). В том случае, если увеличить базовый порог с 90% до 95% общей энергии сигнала, расчетные величины проигрыша не претерпевают значительного применения.

Представляет также интерес такой показатель, как величина полосы частот ($f_1 \div f_2$), в которой сосредоточено 90% (95%) общей энергии. В том случае, если принимается $f_1=0,5f_T$, а базовый порог устанавливается равным 90%, получаем следующие результаты:

- у линейных сигналов типа BI-M, BI-S, DBI 90% энергии сигнала сосредоточено в полосе $0,5f_T-2,174f_T$, т.е. в диапазоне $1,674 f_T$, а 95% энергии - в диапазоне $3,274 f_T$;

- у линейных сигналов типа BI-L 90% энергии сосредоточено в диапазоне $0,972 f_T$;

- у линейного сигнала типа CMI 90% энергии сосредоточено в диапазоне $4,7 f_T$;

- у линейного сигнала по алгоритму Миллера 90% энергии сосредоточено в диапазоне $0,374 f_T$, а 95% энергии - в диапазоне $0,496 f_T$;

- у относительного линейного сигнала DmBIM 90% энергии сосредоточено в диапазоне $0,717 f_T$, а 95% энергии - в диапазоне $0,355 f_T$;

- у линейного сигнала 3В4В (алгоритм II) 90% энергии сосредоточено в диапазоне $0,9712 f_T$.

Таблица 4.4

Энергетические показатели линейных сигналов ВОСП $p=q=0,5$

F	№	Название линейного сигнала	Доля энергии, сосредоточенная в полосе частот				Примечание
			0-f ₁		f ₁ - f ₂		
			≤90%	≤95%	≤90%	≤95%	
F ₁ F ₂ , F ₈	1	Безызбыточные линейные сигналы (без возвращения к нулю) NRZ-L (NRZ-M, NRZ-S)	0-0,843 f _T	0-0,99 f _T			
F ₉	2	RZ-50 (с возвращением к нулю)	0-1,6952 f _T	0-1,9958 f _T			
F ₁₀	3	RZ-25 (с возвращением к нулю)	0-3,3672 f _T	0-3,951 f _T			
F ₆	4	Абсолютный биимпульсный сигнал BI-L	0-2,156 f _T	0-2,3436 f _T	0,5 f _T - 2,174 f _T	0,5 f _T - 3,774 f _T	
F ₇	5	Абсолютный биимпульсный сигнал второго вида BI-L ₂	0-1,3302 f _T	0-1,46 f _T	0,5 f _T - 1,472 f _T		
F ₁₇	6	Абсолютный биимпульсный сигнал четвертого вида BI-L ₄	0-1,594 f _T	0-1,742 f _T			
F ₁₁	7	BI-M, BI-S (относительные)	0-2,1558 f _T	0-2,343 f _T	0,5 f _T - 2,174 f _T	0,5 f _T - 2,3774 f _T	
F ₁₅	8	Электронно-фотонный сигнал EP-1	0-1,6952 f _T	0-1,9958 f _T			
F ₂₁	9	Электронно-фотонный сигнал EP-2	0-3,3672 f _T	0-3,9516 f _T			
F ₃		Дифференциальный DBI (бифазный)	0-2,156 f _T	0-2,344 f _T	0,5 f _T - 2,174 f _T	0,5 f _T - 2,3774 f _T	
F ₄	5	СМИ	0-1,2972 f _T	0-1,585 f _T	0,5 f _T - 5,2 f _T		
F ₁₃		Миллера	0-0,8608 f _T	0-0,9174 f _T	0,5 f _T - 0,8744 f _T	0,5 f _T - 0,9632 f _T	
F ₁₄		Код Радева-Стойнова	0-0,8608 f _T	0-0,9174 f _T	0,5 f _T - 0,8744 f _T	0,5 f _T - 0,9632 f _T	при p=q=0,5 энергетические показатели для кода Радева-Стойнова и Миллера совпадают
F ₅		Сигналы со вставками mBIC m=2 m=3 m=5 m=8 m=10	0-1,5746 f _T 0-1,3630 f _T 0-1,1788 f _T 0-1,0656 f _T 0-1,0252 f _T	0-1,731 f _T 0-1,5110 f _T 0-1,3236 f _T 0-1,2108 f _T 0-1,1714 f _T			
F ₁₆		Относительный сигнал со вставками DmBIM	0-1,576 f _T	0-1,7316 f _T	0,5-1,2174 f _T	0,5-1,444 f _T	
F ₁₉	9	Блочный линейный сигнал 2В3В	0-1,552 f _T	0-1,704 f _T			
F ₁₈		Четырехуровневый линейный сигнал 2В2Q	0-1,6956 f _T	0-1,9958 f _T			
F ₂₀ p=0,25; 0,75	9	Блочный линейный сигнал 3В4В (Алгоритм I)	0-1,552 f _T	0-1,704 f _T			
F ₂₀ p=0,5		3В4В	0-1,3554 f _T	0-1,5076 f _T	0,5 f _T		

Очевидно, что с этой точки зрения для прохождения линейных сигналов в оптическом канале, начиная с $0,5 f_T$, наиболее выгодным является применение линейных сигналов Миллера и DmBIM.

Разработанный алгоритм даёт возможность определить величину энергии, сосредоточенной в произвольной полосе частот энергетического спектра линейного сигнала любого типа.

Результаты, полученные на основании анализа физических процессов, происходящих в системах передачи цифровой информации [59, 142, 143], дают возможность произвести оценку помехоустойчивости линейных сигналов ВОСП [67, 168, 169].

Другой подход к оценке и сравнению линейных кодов по помехоустойчивости приводится в подглаве 4.6 настоящей главы.

При рассмотрении проблемы оценки помехоустойчивости ЦВОСП необходимо отметить, что результаты, полученные для ЦСП на металлических кабелях в радиодиапазоне, нельзя перенести в оптический диапазон в силу квантового характера электромагнитного излучения.

В общем случае сигнал на выходе фотодетектора не может быть детерминированным, т.к. число фотонов, поступающих на вход ФД, всегда является случайным.

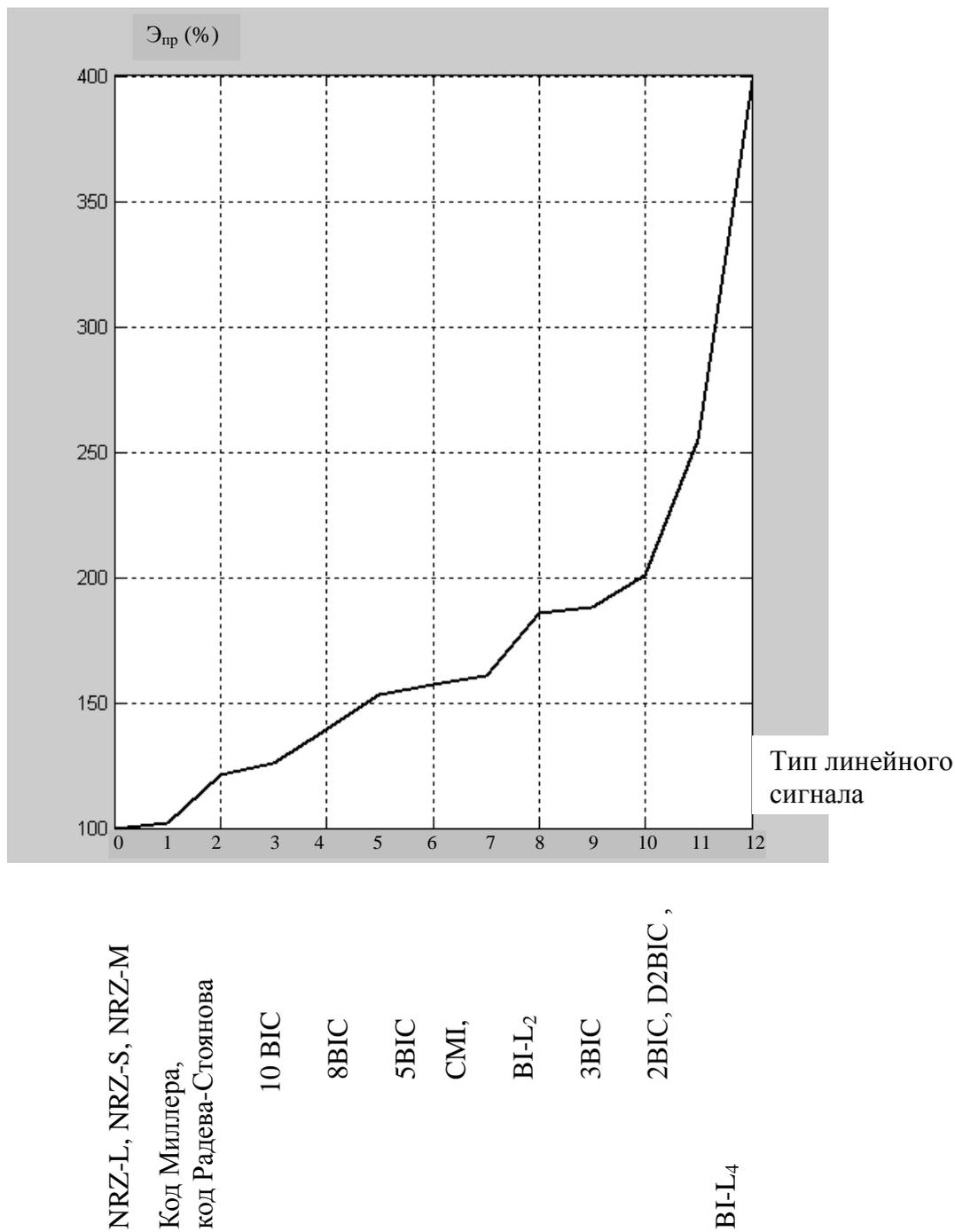


Рис. 4.25. Зависимость проигрыша ($F_{пр.}$) по ширине полосы частот ($0 \div f_1$), в которой сосредоточено 90% энергии линейного сигнала, от типа алгоритма кодопреобразования ВОСП

4.2. ИНТЕГРАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОУРОВНЕВЫХ СИГНАЛОВ [61]

При передаче многоуровневых последовательностей по линейным трактам цифровых систем связи важное значение для общей оценки помехозащищенности имеют как характер дифференциального распределения энергии, так и интегральные показатели, позволяющие оценить общую мощность сигнала в заданной полосе частот. Абсолютные и относительные показатели интегрального типа дают возможность: исследовать влияние цифровых систем связи на каналы систем с частотным мультиплексированием, работающим по параллельным парам симметричного кабеля; оценить уровень помех в полосе частот телефонных каналов на соединительных линиях между АТС при использовании многопарных кабелей от задействованных на некоторых парах цифровых систем передачи; определить величину искажений, вносимых линейными трансформаторами при передаче многоуровневых последовательностей различных типов; оценить допустимую точность выравнивания на выходе блока «усилитель - выравниватель» регенератора вблизи тактовой частоты.

Рассмотрим методику определения абсолютных и относительных показателей интегрального типа с помощью матричного представления процесса преобразования исходного двоичного сигнала в многоуровневый.

В соответствии с определениями, данными в 4.1, в число наиболее часто используемых интегральных характеристик энергетических спектров многоуровневых сигналов входит абсолютная величина мощности $P(\omega_1, \omega_2)$ непрерывной составляющей спектра, содержащейся в некоторой полосе частот $\omega_1 \div \omega_2$, а также ее относительная величина $L(\omega_1, \omega_2)$. Для $P(\omega_1, \omega_2)$ и $L(\omega_1, \omega_2)$ можно записать:

$$P(\omega_1, \omega_2) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} F(\omega) d\omega; \quad (4.14)$$

$$L(\omega_1, \omega_2) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} F(\omega) d\omega \bigg/ \int_0^{\infty} F(\omega) d\omega. \quad (4.15)$$

В (4.15) знаменатель определяется как общая мощность передаваемого сигнала, и, следовательно, величина $L(\omega_1, \omega_2)$ позволяет судить о том, в каком

диапазоне частот сосредоточена основная мощность многоуровневой последовательности того или иного типа, а также сделать некоторые заключения относительно эффективной ширины ее спектра.

Как показано в предыдущем разделе, под эффективной шириной спектра сигнала можно понимать полосу частот, в которой сосредоточено 90%, 95% или 99% его общей мощности. В рассматриваемом случае полагаем $L(\omega_1, \omega_2) = 0,99$. Изложенные в 4.1 соображения свидетельствуют в пользу сравнения многоуровневых сигналов различных типов по эффективной ширине энергетического спектра, что, в свою очередь, позволяет отбирать сигналы, характеризующиеся наименьшим значением полосы $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Перечисленные параметры могут быть найдены в результате непосредственного интегрирования кривой энергетического спектра многоуровневого сигнала, как это показано в 4.1. В связи с этим, представляет интерес вывод общей формулы для мощности $P(\omega_1, \omega_2)$, которая позволила бы избежать использования различных алгоритмов интегрирования для каждого конкретного типа передаваемой последовательности. Для унификации процесса определения $P(\omega_1, \omega_2)$ воспользуемся представлением данного параметра в виде суммы сходящегося ряда.

Рассмотрим случай, когда импульсы сигнала в линии прямоугольны и имеют длительность $\tau_0 = T$, где T – период следования импульсов. Здесь спектр одиночного импульса заданной формы и длительности в соответствии с [45] будет равен:

$$|g(\omega\tau_0)|^2 = \sin^2 \frac{\omega T}{2} / \left(\frac{\omega T}{2} \right)^2. \quad (4.16)$$

Используя соотношения, приведенные в [42], в общем виде получаем:

$$F(\omega) = TU^2 KV(\omega)PK', \quad (4.17)$$

где

$$V(\omega) = \frac{2 \sin^2 \frac{\omega T}{2}}{(\omega T)^2} \left[1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) (M')^\rho \cos \rho \omega T \right]. \quad (4.18)$$

Учитывая, что $2 \sin^2 \frac{\omega T}{2} = 1 - \cos \omega T$ [105], можем записать:

$$V(\omega) = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \left(1 - \frac{\rho}{2N+1} \right) (M')^\rho \frac{(1 - \cos \omega T) \cos \rho \omega T}{(\omega T)^2}. \quad (4.19)$$

На основании теории пределов [105] выражение (4.19) может быть приведено к виду

$$V(\omega) = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} (M')^\rho \frac{(1 - \cos \omega T) \cos \rho \omega T}{(\omega T)^2}. \quad (4.20)$$

Обозначим:

$$Q_\rho(\omega) = \frac{(1 - \cos \omega T) \cos \rho \omega T}{(\omega T)^2}, \quad (4.21)$$

и запишем (4.21) следующим образом:

$$V(\omega) = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} (M')^\rho Q_\rho(\omega). \quad (4.22)$$

Интегрируя (4.17) в пределах от ω_1 до ω_2 , получаем общую формулу для мощности многоуровневого сигнала, сосредоточенной в полосе частот $\omega_1 \div \omega_2$:

$$P(\omega_1, \omega_2) = TU^2 K \int_{\omega_1}^{\omega_2} V(\omega) d\omega PK', \quad (4.23)$$

где $V(\omega)$ определяется выражением (4.20).

Из (4.20), (4.21) и (4.22) следует, что имеют место следующие равенства:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} V(\omega) d\omega = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} (M')^\rho \int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_\rho(\omega) d\omega; \quad (4.24)$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_\rho(\omega) d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left[\frac{1 - \cos \omega T}{(\omega T)^2} \cos \rho \omega T \right] d\omega. \quad (4.25)$$

С помощью элементарных преобразований (4.21) записывается в виде [103]:

$$Q_{\rho}(\omega) = Q_{\rho}^{(1)}(\omega) + \frac{1}{2}Q_{\rho}^{(2)}(\omega) + \frac{1}{2}Q_{\rho}^{(3)}(\omega), \quad (4.26)$$

где

$$Q_{\rho}^{(1)}(\omega) = \frac{\cos \rho\omega T}{(\omega T)^2}; \quad (4.27)$$

$$Q_{\rho}^{(2)}(\omega) = -\frac{\cos(\rho+1)\omega T}{(\omega T)^2}; \quad (4.28)$$

$$Q_{\rho}^{(3)}(\omega) = -\frac{\cos(\rho-1)\omega T}{(\omega T)^2}. \quad (4.29)$$

Преобразуем выражение (4.25) к виду:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}(\omega) d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(1)}(\omega) d\omega + \frac{1}{2} \int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(2)}(\omega) d\omega + \frac{1}{2} \int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(3)}(\omega) d\omega. \quad (4.30)$$

На основании формул, приведенных в [103], можем получить равенства:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(1)}(\omega) d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos \rho\omega T}{(\omega T)^2} d\omega = \left[-\frac{\cos \rho\omega T}{\omega T} - \rho \operatorname{si}(\rho\omega T) \right]_{\omega_1}^{\omega_2}; \quad (4.31)$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(2)}(\omega) d\omega = -\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos(\rho+1)\omega T}{(\omega T)^2} d\omega = \left[\frac{\cos(\rho+1)\omega T}{\omega T} + (\rho+1) \operatorname{si}[(\rho+1)\omega T] \right]_{\omega_1}^{\omega_2}; \quad (4.32)$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}^{(3)}(\omega) d\omega = -\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos(\rho-1)\omega T}{(\omega T)^2} d\omega = \left[\frac{\cos(\rho-1)\omega T}{\omega T} + (\rho-1) \operatorname{si}[(\rho-1)\omega T] \right]_{\omega_1}^{\omega_2}, \quad (4.33)$$

где $\operatorname{si}(x)$ – интегральный синус [106].

Подставляя (4.31)-(4.33) в (4.30), находим:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} Q_{\rho}(\omega) d\omega = [\phi_1(\omega)]_{\omega_1}^{\omega_2} + [\phi_2(\omega)]_{\omega_1}^{\omega_2}, \quad (4.34)$$

где

$$\phi_1(\omega) = -\frac{(1 - \cos \omega T)}{\omega T} \cos \rho\omega T; \quad (4.35)$$

$$\phi_2(\omega) = -\rho \operatorname{si}(\omega T) \frac{\rho+1}{2} \operatorname{si}[(\rho+1)\omega T] + \frac{\rho-1}{2} \operatorname{si}[(\rho-1)\omega T]. \quad (4.36)$$

Из (4.24), (4.34)-(4.36) следует, что для интеграла $\int_{\omega_1}^{\omega_2} V(\omega) d\omega$ будет справедливо выражение

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} V(\omega) d\omega = [\psi_1(M', \omega)]_{\omega_1}^{\omega_2} + [\psi_2(M', \omega)]_{\omega_1}^{\omega_2}, \quad (4.37)$$

где

$$\psi_1(M', \omega) = -\frac{(1 - \cos \omega T)}{\omega T} \left[1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} (M')^\rho \cos \rho \omega T \right]; \quad (4.38)$$

$$\psi_2(M', \omega) = 1 + 2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \rho \left[\frac{1}{2} (M')^{\rho-1} - (M')^\rho + \frac{1}{2} (M')^{\rho+1} \right] \operatorname{si} \rho \omega T. \quad (4.39)$$

Используя введенное в [42] обозначение для $f(M')$, вместо (4.38) получаем:

$$\psi_1(M', \omega) = -\frac{1 - \cos \omega T}{\omega T} f(M'). \quad (4.40)$$

Выражение (4.40) означает, что функция $\psi_1(M', \omega)$ может быть определена аналогично тому, как это было сделано при исследовании энергетических спектров в [42]. Представление $\psi_2(M', \omega)$ в виде (4.39) позволяет построить данную функцию путем последовательного суммирования членов ряда, включающих в свой состав интегральный синус от аргумента, являющегося линейной функцией частоты ω .

С учетом (4.37)-(4.40) и (4.23) находим:

$$P(\omega_1, \omega_2) = TU^2 K \times \left\{ \left(-\frac{1 - \cos \omega T}{\omega T} \right) f(M') + \left[1 + (M' - E)^2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \rho (M')^{\rho-1} \operatorname{si} \rho \omega T \right] \right\}_{\omega_1}^{\omega_2} PK'. \quad (4.41)$$

Из (4.41) следует, что мощность многоуровневой последовательности, содержащаяся в заданной полосе частот, может быть определена непосредственно с помощью матрицы переходных вероятностей M , описывающей сигнал заданного типа, и кодоформирующей матрицы K . Таким образом, с использованием (4.41) достигается необходимая унификация процесса определения параметра $P(\omega_1, \omega_2)$.

Поскольку $si(x)$ представляет собой функцию, которая достигает значения $\pi/2$ при $x \approx 30$ с отклонением $\Delta \approx \pm 0,03$ при $x > 30$, то с высокой степенью приближения второе слагаемое в (4.41) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 & TU^2 K \left[1 + (M' - E)^2 \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\rho=1}^{2N} \rho (M')^{\rho-1} si \rho \omega T \right]_{\omega_1}^{\omega_2} PK' = \\
 & = TU^2 K \left\{ 1 + (M' - E)^2 \left[\sum_{\rho=1}^R \rho (M')^{\rho-1} si \rho \omega T + \sum_{\rho=1}^{\infty} \rho (M')^{\rho-1} si \rho \omega T \right]_{\omega_1}^{\omega_2} \right\} PK',
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

где $R = \frac{30}{\omega T} (\omega_1 > 0, 1 \omega_T)$.

Тогда

$$\begin{aligned}
 & P(\omega_1, \omega_2) = TU^2 K \times \\
 & \times \left\{ -\frac{(1 - \cos \omega T)}{\omega T} f(M') + \left[1 + (M' - E)^2 \sum_{\rho=1}^R \rho (M')^{\rho-1} si \rho \omega T \right]_{\omega_1}^{\omega_2} \right\} PK',
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

так как для любого $\rho > R$ $si \rho \omega_2 T - si \rho \omega_1 T \cong 0 (\omega_2 > \omega_1)$.

Таким образом, представляется возможным производить необходимое суммирование членов ряда при достаточно малых значениях параметра R в тех случаях, когда $\omega_1 > 0, 1 \omega_T$.

Все параметры, по которым может производиться сравнительный анализ свойств энергетических спектров многоуровневых последовательностей, определяются по предложенной методике для любых значений вероятности p появления единицы в исходном двоичном сигнале, что позволяет составить более общее представление об особенностях многоуровневых сигналов различных типов. Соответственно приведенная выше методика может быть использована в различных разработках, имеющих отношение к выбору оптимальных методов передачи информации по линейным трактам цифровых систем связи.

4.3. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ВЫДЕЛЕНИЯ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ ИЗ СПЕКТРА ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ КЛАССА 1В2В [62]

Как отмечалось выше, одним из основных требований, предъявляемых к линейным сигналам, является обеспечение надежного выделения тактовой частоты f_T из спектра как в регенераторах, так и в приемниках, с использованием достаточно простых способов и схем.

Приведем ниже классификацию линейных кодов 1В2В по способу выделения тактовой частоты и результаты разработки рекомендаций по построению выделителей тактовой частоты (ВТЧ) с учетом вышеуказанных требований.

Изучение характерных признаков, представляющих интерес с точки зрения выделения тактовой частоты, позволяет разделить сигналы 1В2В на две условные группы:

- а) линейные сигналы, в энергетических спектрах которых содержится дискретная составляющая тактовой частоты;
- б) линейные сигналы, энергетический спектр которых не содержит дискретной составляющей тактовой частоты.

К первой группе относятся линейные сигналы типа RZ – 50%, RZ – 25%, BI-S, BI-M, 2В3В и СМІ, ко второй – все остальные из рассмотренных выше вариантов линейных сигналов.

Следует отметить, что некоторые сигналы могут переходить из второй группы в первую при $\tau_0 \neq T_1$ и $p \neq 0,5$ (NRZ-L, NRZ-M, NRZ-S, BI-L, BI-L₂, BI-L₄).

Схемная реализация ВТЧ для сигналов первой группы весьма проста: это узкополосный фильтр Φ , настроенный на первую гармонику тактовой частоты и осуществляющий ее линейное выделение из энергетического спектра входного сигнала (рис.4.26,а).

Линейные сигналы второй группы в свою очередь можно разделить на две подгруппы:

- линейные сигналы, содержащие импульсы и паузы, длительность которых всегда кратна T_1 ;

- линейные сигналы, длительность импульсов и пауз которых не всегда кратна T_1 ,

где T_1 – период следования импульсов исходной двоичной последовательности.

К первой подгруппе принадлежат линейные коды NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M и 2B2Q, ко второй - все остальные. Для выделения тактовой частоты спектров сигналов второй группы необходимо их нелинейное преобразование.

Наиболее простым алгоритмом такого преобразования для сигналов первой подгруппы следует считать дифференцирование входного сигнала с его последующим двухполупериодным выпрямлением [22, 123]. Схема формирователя тактовой частоты для этого случая приводится на рис.4.26,б. Она содержит соединенные последовательно: дифференцирующую цепь (ДЦ), двухполупериодный выпрямитель В и узкополосный фильтр Φ .

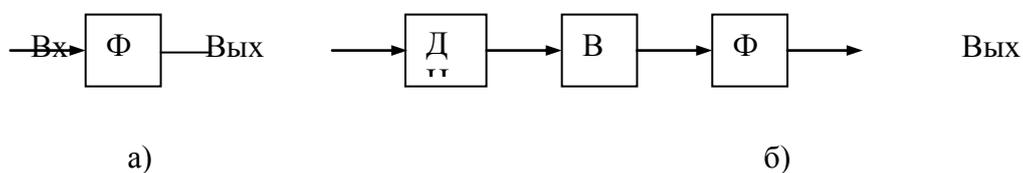


Рис. 4.26. Блок-схема устройства выделения ТЧ из энергетического спектра сигнала путем линейных (а) и нелинейных (б) преобразований

Из сигналов второй подгруппы отдельно следует выделить варианты, обеспечивающие передачу импульсов и пауз длительностью T_1 и $T_1/2$. К ним относятся коды VI-L, VI-M, VI-S и DBI. В отличие от кодов первой подгруппы

тактовая частота таких линейных сигналов (как и всех остальных сигналов второй подгруппы) превосходит вдвое тактовую частоту исходной двоичной последовательности, вследствие чего схемы ВТЧ, регенератора и приемника могут иметь различное решение. Так, в регенераторе, где нет необходимости восстанавливать исходную двоичную последовательность, для стробирования импульсов линейного сигнала на обеих половинах тактового интервала используется удвоенная тактовая частота $2f_T$, выделение которой из спектра сигнала достигается путем его двухполупериодного выпрямления (рис.4.27). Что касается выделения тактовой частоты f_T в приемнике, то здесь наиболее простым алгоритмом преобразования сигналов является следующий [124]: сигнал задерживается на время $T/2$, после чего исходный и задержанный сигналы суммируются в схеме сложения (ССЛ) и далее подвергаются выпрямлению. Структурная схема формирователя такого типа приведена на рис.4.27.

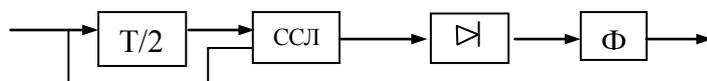


Рис. 4.27. Схема выделения тактовой частоты f_T

Следует отметить, что подобным образом можно выделять тактовую частоту и в регенераторе, если в нем не используется вышеизложенный метод регенерации линейного сигнала – его стробирование на обеих половинах тактового интервала. Так, например, при одном из известных способов регенерации сигнала ВI-S его предварительно преобразуют в квазитроичный сигнал по алгоритму, который реализуется с помощью первых двух блоков схемы, приведенной на рис. 4.27. Далее все операции в регенераторе осуществляются для квазитроичного сигнала, который после регенерации вновь преобразуют в линейный сигнал ВI-S [24]. Естественно, что при данном способе регенерации в регенераторе выделяется не удвоенная тактовая частота $2f_T$, а непосредственно тактовая – f_T .

Характерными признаками остальных сигналов класса 1В2В является наличие в них импульсов и пауз длительностью T_1 , $3T_1/2$ и $2T_1$, а в сигналах ЕР-1 и ЕР-2 дополнительно еще и импульсов длительностью $T_1/2$. При применении кодов такого типа в регенераторе определенным выше способом выделяется удвоенная тактовая частота $2f_T$ (рис. 4. 27). Что касается выделения тактовой частоты f_T в приемнике, то здесь рассмотренные ранее способы не пригодны из-за присутствия в сигнале импульсов и пауз длительностью $2T_1$ и $3T_1/2$. В таких условиях наиболее приемлемым способом формирования тактовой частоты следует считать выделение колебания с частотой $2f_T$ и последующее деление ее на два. При этом для устранения обратной работы схемы используются определенные признаки линейных сигналов, которые обеспечивают определенность фазы деления. Такими признаками для рассматриваемых кодов могут быть временные положения фронтов импульсов или пауз длительностью $2T_1$, которые всегда совпадают с серединой тактового интервала.

С учетом вышесказанного схема выделителя тактовой частоты для рассматриваемой подгруппы линейных сигналов (ЕР-1, ЕР-2, Миллер и Радев-Стоянов) должна содержать следующие узлы (рис. 4.28): дифференцирующую цепь ДЦ, двухполупериодный выпрямитель В, фильтр - выделитель частоты $2f_T$ - Ф, генератор импульсов формирования – ГИФ, временное положение совпадает с фронтами (или с одним из фронтов) импульсов длительностью $2T$, линейного сигнала; делитель частоты на два – Д.

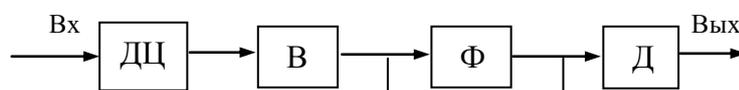


Рис. 4.28. Схема выделителя тактовой частоты $2f_T$ с последующим делением на два

Классификация линейных кодов по способу выделения тактовой частоты показана на рис. 4.29.

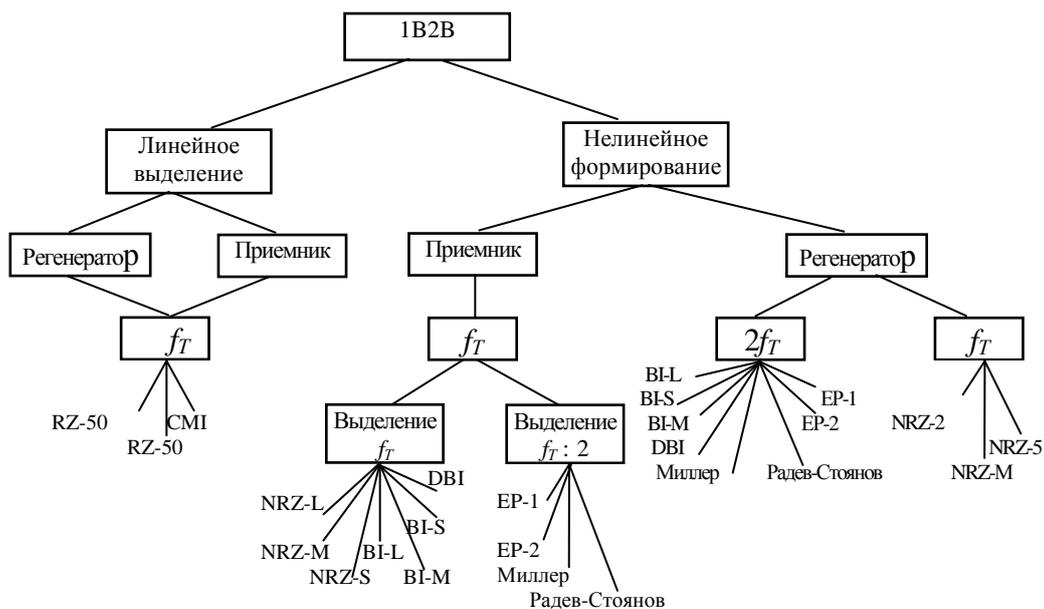


Рис. 4.29. Классификация линейных сигналов класса 1B2B по способу выделения тактовой частоты

Автором и его коллегами разработано устройство выделения тактового синхросигнала, которое защищено авторским свидетельством [153]. Устройство содержит последовательно соединенные: линейный фильтр, вход которого является информационным входом устройства; нелинейный преобразователь; фильтр-выделитель удвоенной тактовой частоты и делитель частоты на два, установочный вход которого соединен с входом формирователя сигнала; формирователя. Для повышения точности выделения тактового синхросигнала, вход линейного фильтра и второй выход фильтра-выделителя удвоенной тактовой частоты соединены соответственно с первым и вторым входами генератора сигнала формирования.

Приведенный анализ позволяет сделать заключение о возможности построения универсальных схем формирователей тактовой частоты для всех типов линейных сигналов класса 1B2B.

4.4. ОЦЕНКА КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСТРОЙСТВ ВЫДЕЛЕНИЯ КОЛЕБАНИЯ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ КЛАССА 1B2B [63]

Одним из основных факторов, ухудшающих качественные показатели цифровой системы связи, является фазовое дрожание (джиттер, вандер) цифрового сигнала, вызванное неидеальностью работы устройств тактовой синхронизации в регенераторах.

Приведем сравнительную оценку некоторых линейных сигналов класса 1В2В по величине дисперсии фазовых флуктуаций выделяемого из них тактового колебания.

Наиболее распространенный в современных цифровых системах связи способ получения хронизирующей информации в регенераторах основан на выделении тактового колебания из спектра линейного сигнала с помощью узкополосного фильтра. При этом сигнал на выходе фильтра подвергается амплитудным и фазовым флуктуациям, что вызывает фазовое дрожание формируемых с помощью этого сигнала стробирующих импульсов и, как следствие этого, фазовое дрожание регенерированных импульсов [122, 127]. (Этот вопрос с другой позиции рассмотрен также в разделах 4.5, 4.6).

Как показывают экспериментальные исследования, среди различных факторов, вызывающих фазовое дрожание выходного сигнала фильтра, определяющими являются добротность Q и расстройка ξ контура фильтра-выделителя тактовой частоты, а также случайный характер сигнала на входе последнего [122, 123]. Стабильность параметров сигнала на входе фильтра с учётом отмеченных факторов может быть оценена величиной дисперсии фазовых флуктуаций, которая выражается [122, 123] формулой

$$D_{\varphi} = \frac{\pi}{4Q} \xi^2 \frac{1-p}{p} .$$

Здесь p - вероятность появления импульсов на тактовом интервале во входном сигнале узкополосного фильтра.

В ряде случаев вероятность p совпадает с вероятностью $p_{исх}$ появления символа единицы в исходном двоичном сигнале, сформированном на выходе кодера передатчика. Это имеет место, например, при использовании линейного

кода типа RZ [122, 125], в энергетическом спектре которого содержится дискретная составляющая на тактовой частоте, что позволяет выделить последнюю с помощью фильтра непосредственно из спектра линейного сигнала. Однако энергетические спектры большинства линейных сигналов не содержат дискретной составляющей, вследствие чего приходится создавать её искусственно путем предварительной обработки этих сигналов, включающей в себя в общем случае их линейное и нелинейное преобразование [126]. В результате предварительной обработки меняются статистические свойства сигналов и может иметь место неравенство $p \neq p_{\text{исх}}$. При этом функциональная зависимость $p = f(p_{\text{исх}})$ определяется типом линейного кода и способом предварительной обработки соответствующего сигнала.

Определим зависимость дисперсии фазовых флуктуаций выходного сигнала узкополосного фильтра от статистических свойств исходного двоичного сигнала для некоторых линейных кодов класса 1B2B и осуществим выработку рекомендаций об использовании того или иного из этих кодов в условиях, когда к качественным показателям устройства выделения тактового колебания предъявляются достаточно высокие требования (см. гл. 2).

Как отмечалось, линейные сигналы класса 1B2B формируются путем преобразования одного бита информации исходного ИКМ-сигнала длительностью T (T – тактовый интервал) в комбинацию из двух символов, каждый из которых имеет длительность $T/2$.

Аналізу подвергаются линейные коды класса 1B2B следующих типов (рис. 2.3 гл.2): NRZ-L, NRZ-M, NRZ-S, BI-L, BI-M, BI-S и DBI.

Линейный сигнал NRZ-L (рис.2.3,а) является исходным сигналом кодирующего устройства передатчика, т.е. исходной двоичной последовательности, из которой с помощью определенных алгоритмов преобразования формируются остальные линейные сигналы (рис.2.3, 2.4 гл.2). Анализ алгоритмов показывает, что сигналы NRZ-M и NRZ-S, так же как и сигнал NRZ-L, содержат элементарную посылку длительностью T . Это обстоятельство позволяет

распространить общеизвестный способ предварительной обработки сигнала NRZ-L и на остальные два сигнала. Как известно, этот способ заключается в дифференцировании входного сигнала с его дальнейшим двухполупериодным выпрямлением (рис. 4.30) [123]. Естественно, что при этом появление импульса на выходе двухполупериодного выпрямителя обусловлено наличием фронта импульса в линейном сигнале.

Характерным признаком сигналов VI-L, VI-M, VI-S и DBI является то, что импульсы и паузы в них имеют длительности, равные $T/2$.

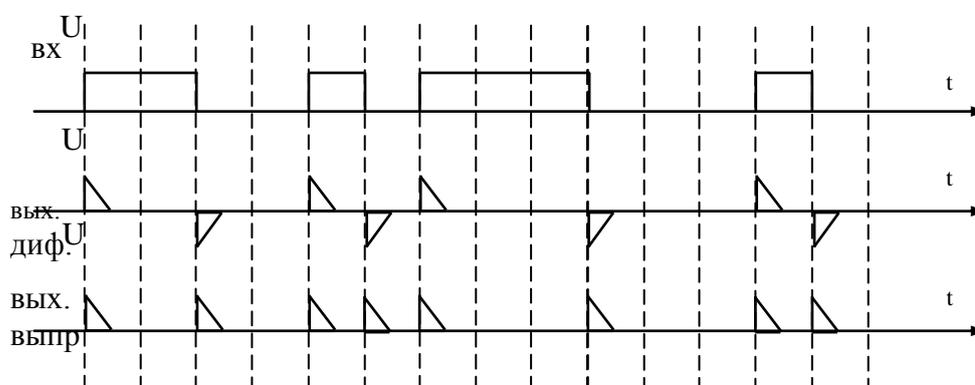


Рис. 4.30. Метод обработки линейных кодов NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M

Наиболее распространенный метод обработки сигнала VI-L иллюстрируется на рис. 4.31. Линейный сигнал задерживается на время $T/2$, после чего исходный (а) и задержанный (б) сигналы суммируются в схеме сложения (в) и подвергаются выпрямлению (г). Аналогично производится обработка сигнала VI-S [24]. Нетрудно заметить, что описанный способ выделения тактового колебания может быть применен и для сигналов VI-M и DBI.

Как видно из рис. 4.31, импульсы на выходе двухполупериодного выпрямителя формируются в моменты времени, соответствующие фронтам импульсов длительностью T исходной двоичной последовательности.

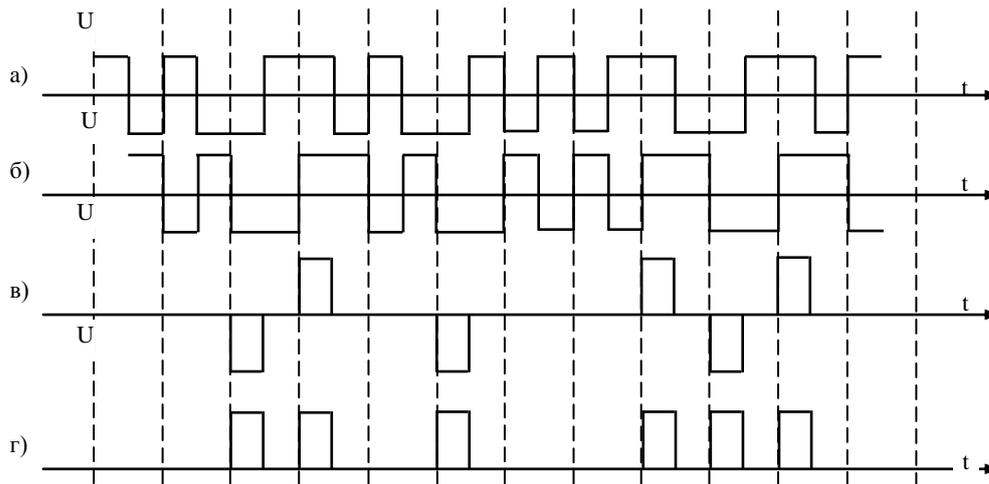


Рис. 4. 31. Метод обработки линейных сигналов BI-L, BI-S, BI-M, DBI

Определим зависимость p от $p_{исх}$ для всех рассматриваемых сигналов в предположении, что корреляционные связи между импульсными посылками исходного двоичного сигнала отсутствуют.

Вероятность p появления импульса на входе фильтра-выделителя при передаче сигнала NRZ-L и рассмотренном выше способе его предварительной обработки равна вероятности появления фронтов импульсов в исходной последовательности, т.е. вероятности появления в ней комбинации 01 или 10.

В сигнале NRZ-S фронты наблюдаются при появлении в исходном сигнале комбинации 10 или 00, а в сигнале NRZ-M – 10 или 11.

Аналогично для принятого выше метода предварительной обработки сигналов второй группы можно показать, что импульсы длительностью T в линейном сигнале появляются при следующих условиях:

- а) для сигнала BI-L – при появлении в исходном сигнале комбинаций 10 или 01;
- б) для сигнала BI-S – при появлении в исходном сигнале единицы;
- в) для сигнала BI-M – при появлении в исходном сигнале нуля;
- г) для сигнала DBI – при появлении в исходном сигнале комбинации нуля.

Так как появление единицы или нуля в линейном сигнале является независимым событием, то вероятность совместного появления двух символов будет равна произведению вероятностей появления каждого из них [45].

Тогда с учётом вышесказанного, нетрудно найти зависимость p от p_{ucx} и записать соответствующие выражения дисперсии фазовых флуктуаций для рассматриваемых кодов. В частности, для кодов NRZ-L и BI-L имеем:

$$P_{NRZ-L} = P_{BI-L} = 2p_{ucx}(1 - p_{ucx});$$

$$D_{\varphi 1} = \frac{\pi}{4Q} \xi^2 \frac{1 - 2p_{ucx}(1 - p_{ucx})}{2p_{ucx}(1 - p_{ucx})}.$$

Для кодов NRZ-M и BI-S:

$$P_{NRZ-M} = P_{BI-S} = p_{ucx};$$

$$D_{\varphi 2} = \frac{\pi}{4Q} \xi^2 \frac{1 - p_{ucx}}{p_{ucx}},$$

и для кодов NRZ-S, BI-M и DBI –

$$P_{NRZ-S} = P_{BI-M} = P_{DBI} = 1 - p_{ucx};$$

$$D_{\varphi 2} = \frac{\pi}{4Q} \xi^2 \frac{p_{ucx}}{1 - p_{ucx}}.$$

На рис.4.32 показаны кривые зависимости $D_{\varphi} = f(p_{ucx})$ для случая, когда $\frac{\pi}{4Q} \xi^2 = 1$. Анализ этих кривых показывает, что при $p_{ucx} = 0,5$ дисперсия фазовых флуктуаций для всех рассматриваемых линейных сигналов одинакова. При увеличении или уменьшении p_{ucx} значение D_{φ} для сигналов NRZ-L и BI-L растёт. Увеличение p_{ucx} вызывает значительное увеличение D_{φ} для сигналов NRZ-S, BI-M и DBI и уменьшение – для сигналов NRZ-M и BI-S, а уменьшение p_{ucx} , наоборот, – увеличение D_{φ} для сигналов NRZ-M и BI-S, и уменьшение – для сигналов NRZ-S, BI-M и DBI.

В зависимости от статистики исходного сигнала, с точки зрения минимизации дисперсии фазовых флуктуаций, целесообразно использовать следующие из рассмотренных выше линейных сигналов:

- а) при $p_{ucx} = 0,5$ – любой тип сигнала;
- б) при $p_{ucx} < 0,5$ – NRZ-S, BI-M и DBI;
- в) при $p_{ucx} > 0,5$ – NRZ-M и BI-S.

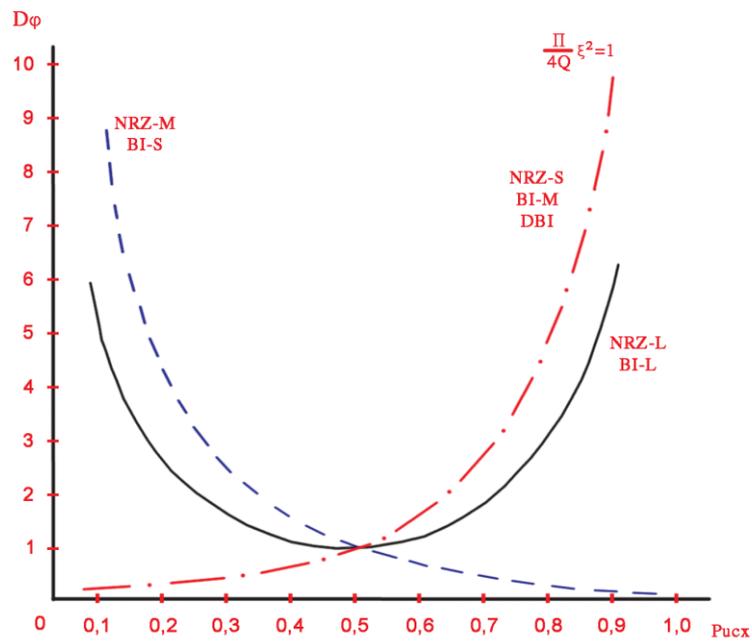


Рис. 4.32. Зависимость дисперсии фазовых флуктуаций от вероятности появления единицы в исходном двоичном сигнале

Выработанные рекомендации позволяют сделать вывод о целесообразности использования того или иного из этих линейных кодов в зависимости от статистических свойств исходной двоичной последовательности.

4.5. Моделирование глаз - диаграммы для линейных сигналов класса 1В2В в цифровых волоконно-оптических системах передачи [64]

Для определения параметров и характеристик на основе анализа процессов в ЦВОСП весьма удобным является использование глазковой диаграммы (глаз-диаграммы). Построение таких диаграмм возможно как при проведении лабораторных и экспериментальных измерений, так и методом компьютерного моделирования, который представляется более точным и эффективным.

На рис. 4.33 приведена структурная схема приемника ЦВОСП, а на рис. 4.34 - схема регенератора, которую можно назвать линейным каналом. Выходные сигналы блоков, расположенных после фотодетектора, представляют собой

результат линейной фильтрации сигналов, поступающих на входы этих блоков. Линейный канал выполняет функции восстановления (усиления) и коррекции (без учета шумов).

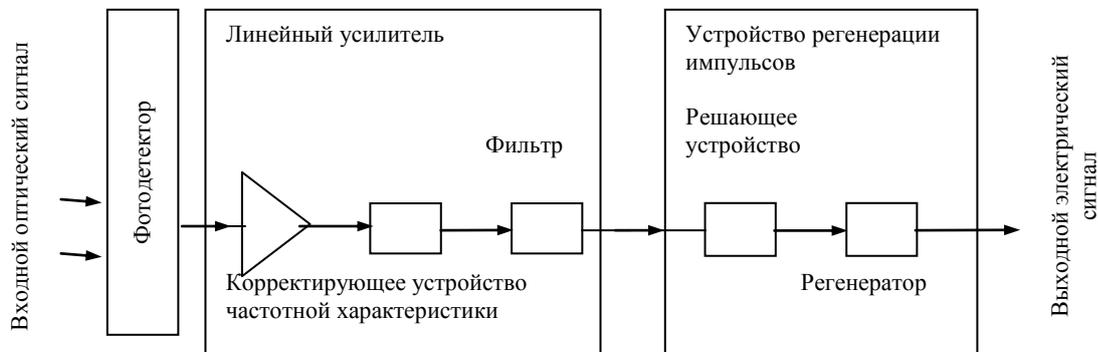


Рис. 4.33. Структурная схема приемника ЦВОСП

Последовательность двоичных символов линейного сигнала, поступающего на вход оптического фотодетектора (регенератора) ЦВОСП, можно записать как сумму элементарных импульсов [6]:

$$U_{\text{вх}}(t) = \sum a_k g_p(t - kT), \quad (k=1,2,3,\dots), \quad (4.44)$$

где $a_k=0$ или 1 для каждого $k=1,2,3,\dots$; $g(t)$ - форма принимаемых элементарных импульсов; T - тактовый интервал.

Согласно (4.44) отдельные импульсы могут взаимно перекрываться вследствие их уширения из-за дисперсии в оптическом кабеле, неидеальности АЧХ и ФЧХ оптического волокна и ФНЧ приемника; в результате возникает ISI (intersymbol interference) – МСИ (межсимвольная интерференция).

После детектирования и усиления сигнал приобретает вид

$$U_{\text{кор.вых.}}(t) = \sum a_k g_{\text{кор.вых.}}(t - kT), \quad (4.45)$$

где $g_{\text{кор.вых.}}(t)$ - учитывает характеристику корректора усилителя.

Исследование с помощью глаз-диаграммы позволяет провести детальный анализ линейного сигнала по параметрам, непосредственно связанным с формой волнового фронта: межсимвольному искажению (МСИ), джиттеру переда-

чи данных, джиттеру по синхронизации, а в целом оценить помехоустойчивость системы.

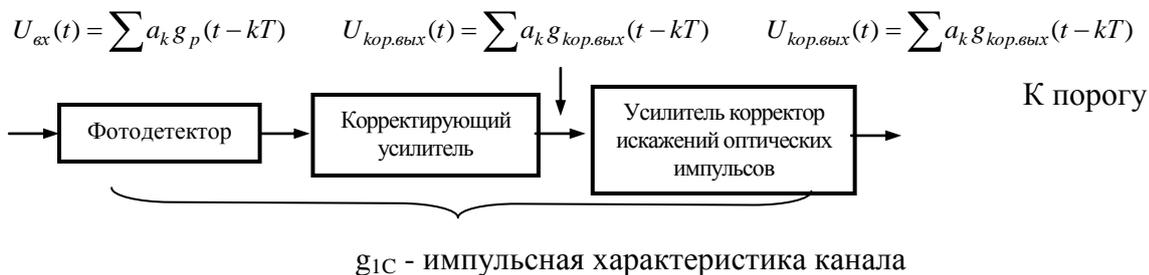


Рис. 4.34. Линейный канал приемника ВОСП

Глаз-диаграмма (рис.4.35) представляет собой результат наложения всех возможных предшествующих и последующих комбинаций откликов элементарных символов линейного сигнала в приведенную точку регистрации в том тактовом интервале, в котором принимается решение (осуществляется регистрация).

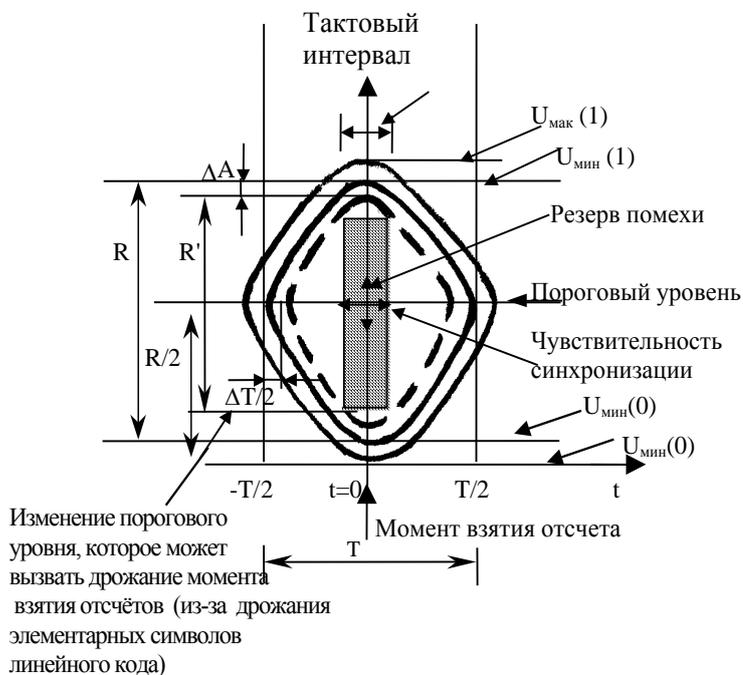


Рис. 4.35. Глаз-диаграмма

Глаз-диаграмма состоит из двух кривых (рис. 4.35). Верхняя кривая тактового интервала, подлежащего стробированию (регистрация единицы), представляет собой результат наложения откликов наихудшей комбинации (с точки зрения суммы мгновенных значений амплитуды и искаженных соседних импульсов в пределах данного тактового интервала).

При указанных условиях верхняя кривая проходит через наименьшее значение во всех точках рассматриваемого тактового интервала.

$$U_{\min}(I) = \min \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kt) \right] + h(t), \text{ где } a_k = 0; 1 \text{ при } k \neq 0, \quad (4.46)$$

$$a_k = 1 \text{ при } k = 0.$$

$h(t)$ – шумовая составляющая, состоящая из двух частей: теплового шума регенератора (усилителя) и случайно умноженного дробового шума, связанного с процессом детектирования.

При этом очевидно, что для исследуемого линейного сигнала существует также наилучшая комбинация откликов последовательности элементарных импульсов с единицей в регистрируемом тактовом интервале, при которой раскрыв глаз-диаграммы в точке стробирования единицы $U(I) = U_{\max}(I)$.

Аналогично нижняя кривая в пределах тактового интервала (регистрация 0) представляет собой результат наложения откликов наихудшей комбинации символов, включающей в качестве центрального регистрируемый тактовый интервал (сумма мгновенных значений амплитуды основного импульса и искаженных соседних импульсов).

В этом случае нижняя кривая проходит через наибольшее значение во всех точках рассматриваемого тактового интервала:

$$U_{\max}(0) = \max \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT) \right], \text{ где} \quad (4.47)$$

$$a_k = 0, 1 \text{ при } k \neq 0;$$

$$a_k = 0 \text{ при } k = 0.$$

Аналогично предыдущему случаю, для линейного сигнала существует наиболее благоприятная комбинация откликов, когда в точке стробирования $U(0)=U_{\min}(0)$.

Максимальный раскрыв глаз-диаграммы соответствует разности между значениями функций $U_{\min}(1)$ и $U_{\max}(0)$ в идеальной точке стробирования ($t=0$). Увеличение раскрыва глаз-диаграммы ведет к уменьшению вероятности ошибки. Вместе с тем, конфигурация глаз-диаграммы определяет устойчивость системы в отношении джиттера и вандера.

Процесс формирования диаграммы двоичного сигнала без фильтрации и с фильтрацией в передаваемой полосе (рис. 4.36) позволяет реально продемонстрировать механизм формирования глаз-диаграммы. Реальное изображение на компьютере (или на осциллографе) двухуровневого сигнала «разрезается» посимвольно в соответствии с тактовыми импульсами, а затем глаз-диаграмма «складывается» из полученных фрагментов. В идеальном случае при отсутствии цепей фильтрации в результате такого сложения реализуется квадрат («квадратный глаз», который представлен на нижнем рисунке слева). Однако глазковая диаграмма реального сигнала значительно отличается от квадрата, поскольку фронт импульса в результате искажений растягивается, и прямоугольный импульс приобретает форму колокола или замкнутой овальной кривой. В результате реализуется диаграмма, напоминающая форму глаза (на нижнем рисунке справа).

До рассмотрения разработанной методики построения алгоритма определим основные процессы, которые сопутствуют реализации модели алгоритма.

При передаче широкополосных сигналов по цифровой линии связи в виде элементарных импульсов закодированной последовательности, качество передачи в заметной степени зависит как от выбора типа линейного кода, так и от формы элементарных импульсов. Когда имеет место ограничение полосы пропускания, обусловленное различными особенностями цифрового канала и схем

фотодетектора приемника (тип входной цепи, фильтр приемника и др.) возникает МСИ. Однако в процессе восстановления (регенерации) цифровых сигналов существуют и другие факторы, приводящие к возникновению ошибок.

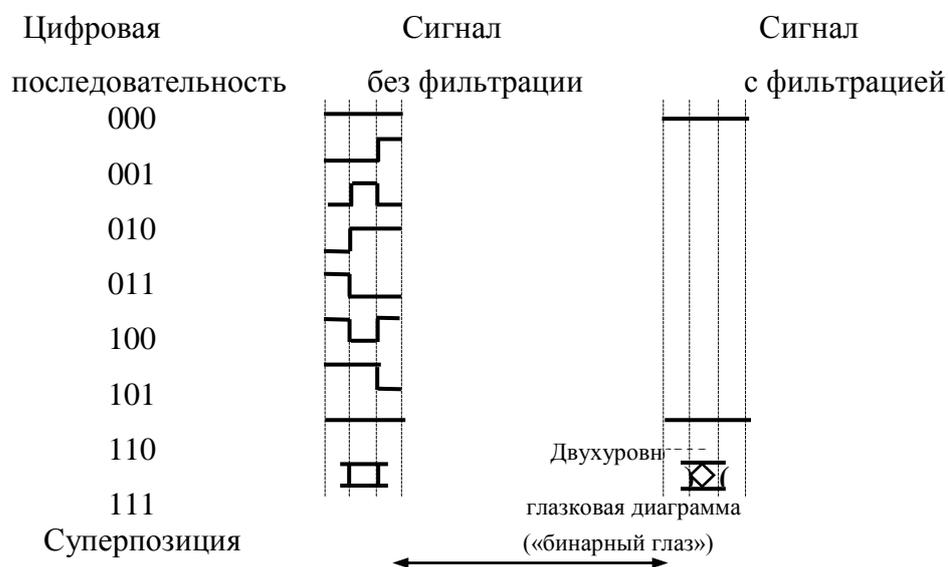


Рис. 4.36. Глаз-диаграмма сигналов без фильтрации и с фильтрацией

При заданных условиях характеристики линейных сигналов должны быть согласованы (оптимизированы) с характеристиками линий связи во временной и частотных областях, что дает возможность свести к минимуму вероятность появления ошибок, в том числе из-за существования МСИ и тем самым повысить помехоустойчивость передачи цифровой информации.

Считается целесообразным применять для передачи по линии импульсы с косинус-квадратичным срезом спектра [95] и с косинус-квадратичной формой [96]. Полученные в работах [96, 97] результаты дают возможность оценить влияние ограничения полосы пропускания и коэффициента округления спектра на параметры передачи цифровой информации с учетом не только вида спектра элементарных импульсов (например, с косинус-квадратичным срезом), но и с учетом алгоритма образования любого линейного сигнала класса 1В2В.

Рассмотрим прохождение в используемом линейном коде элементарных импульсов с косинус-квадратичным срезом спектра в оптическом канале (приемнике), передаточная функция которого аппроксимируется идеальным

фильтром низких частот (ФНЧ)[96]. На рис. 4.37 приведены спектр сигнала 1 и амплитудно-частотная характеристика канала 2, частота среза которой меняется в пределах $0-\omega_2$.

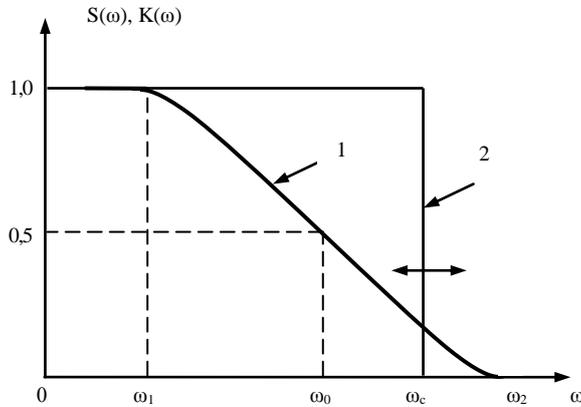


Рис. 4.37. Энергетический спектр элементарного импульса и АЧХ фильтра нижних частот

Элементарные импульсы с косинус-квадратичным срезом спектра можно представить в виде

$$g(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{\omega_0}, & 0 \leq \omega_c \leq \omega_1; \\ \frac{\pi}{2\omega_0} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega - \omega_1}{\omega_0 - \omega_1}\right) \right], & \omega_1 \leq \omega \leq \omega_c. \end{cases} \quad (4.48)$$

Функция передачи ФНЧ имеет вид

$$K(j\omega) = \begin{cases} K_0 e^{-j\omega_0 t_0} & |\omega| < \omega_c, \\ 0 & |\omega| > \omega_c, \end{cases} \quad (4.49)$$

где $\omega_1 = (1-\alpha)\omega_0$; $\omega_2 = (1+\alpha)\omega_0$; $\omega_c = \xi\omega_2 = \xi(1+\alpha)\omega_0$; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 – частота, равная половине скорости тактовой передачи.

Здесь $\alpha=(0,1)$ – коэффициент округления спектра, который определяет соотношение между равномерной и спадающей частями спектра (1), а $\xi=(0,1)$ – степень ограничения полосы частот спектра;

$$\psi = 1 - \xi = \frac{\omega_2 - \omega_c}{\omega_2} = \frac{\Delta\omega_c}{\omega_2}.$$

При $\psi = 0$ ($\xi = 1$) сигнал передается по каналу без искажений.

После простых преобразований [95] можно получить выражение для импульса на выходе системы в пределах $\omega \leq \omega_0 \leq \omega_1$ и $\omega_1 \leq \omega_0 \leq \omega_1$, когда $K_0=1$:

$$g(t) = \frac{a}{\pi} \frac{\sin AD}{D(1-D^2)} + \frac{a}{\pi} \frac{\sin CD}{D(1-D^2)} [1 - D^2 - D^2 \cos(C-A)] + \frac{\alpha \sin(C-A) \cos CD}{\pi(1-D^2)}, \quad (4.50)$$

где $A = \frac{\pi(1-\alpha)}{2\alpha}$; $C = \pi(1-t) \frac{1+\alpha}{2\alpha}$; $D = 4\alpha f_0 t$. (4.51)

Рассмотрим процесс моделирования глаз-диаграммы линейных сигналов класса 1В2В, упрощенный алгоритм которого приведен на рис. 4.38. В соответствии с алгоритмом в компьютер вводятся значения параметров α и ψ (блок 1), во втором блоке осуществляется вычисление по формуле (4.45) суммарного отклика комбинации элементарных импульсов линейного сигнала с учетом искажений фронтов импульсов на выходе канала; для формирования глаз-диаграммы взяты 14 тактовых интервалов. Компьютер вычисляет кривую формы элементарных импульсов линейного сигнала на выходе канала связи в нормированном масштабе времени (вычисление в каждом интервале производится в 20 точках).

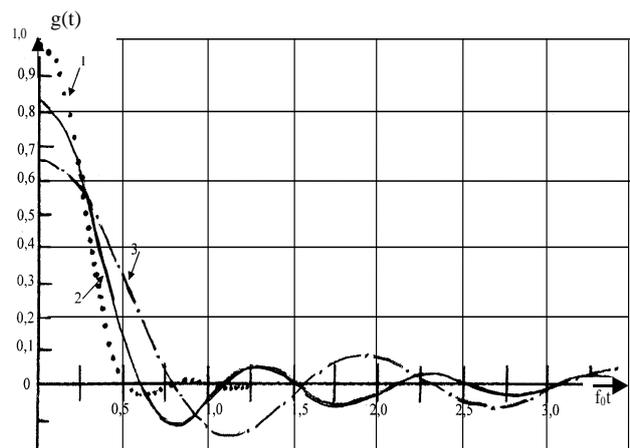
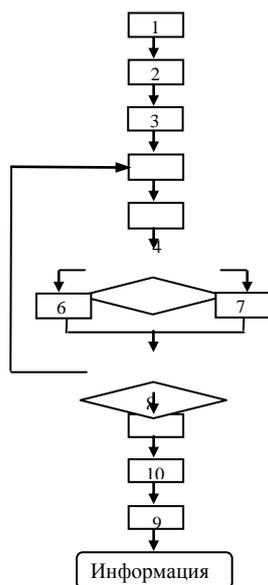


Рис. 4.39. Кривые формы элементарных импульсов линейного сигнала на выходе

Рис. 4.38. Упрощённая модель построения глаз-диаграммы

фильтра: 1) $\psi=0; \alpha=1$; 2) $\psi=0,5; \alpha=1$;
3) $\psi=0,5; \alpha=0,3$

На рис. 4.39 приведены кривые формы элементарных импульсов для следующих параметров: 1) $\psi = 0, \alpha = 1$; 2) $\psi = 0,5; \alpha = 1$; 3) $\psi\alpha = 0,5, \alpha = 0,3$.

Анализ выражения (4.45) и функций, отображающих формы элементарных импульсов (рис.4.39), показывает, что при росте ψ происходит уменьшение амплитуды центрального импульса и увеличение его длительности. При ограничении спектра одновременно с искажениями центрального импульса возрастает амплитуда боковых лепестков предшествующих и последующих импульсов, и одновременно моменты перехода выходного сигнала через ноль (оси абсцисс) смещаются относительно исходного положения (при $\psi=0$), в связи с чем временные интервалы между нулевыми точками перестают быть равными заданному тактовому интервалу. Все это приводит к появлению МСИ в отсчётных точках $0,5 nft_0$, где n - целое число.

Ввиду того что линейные коды имеют различные алгоритмы формирования, взаимное перекрытие элементарных импульсов (МСИ) осуществляется различным образом при одинаковых исходных условиях (ограничение спектра и т.д.). Это позволяет использовать соответствующую модель для сравнительного анализа свойств линейных сигналов.

На выходе канала полученная функция, отображающая форму импульса, запоминается в блоке 3. В блоке 4 генерируется (вырабатывается) случайная двоичная последовательность, которая состоит из 7 символов, что дает возможность построить глаз-диаграмму с достаточной точностью. В блоке 5 осуществляется преобразование исходной двоичной последовательности в исследуемый линейный сигнал. Программа предусматривает формирование и исследование всех возможных вариантов линейных сигналов класса 1В2В.

Ввиду того что в исходной двоичной последовательности исследуется комбинация 7-ми импульсов (рис. 4.40), то максимальное число комбинаций в

преобразованном сигнале может быть равно $2^7=128$, однако некоторые из этих комбинаций считаются запрещенными, в соответствии с алгоритмом образования того или иного линейного кода. Для построения глаз-диаграммы следует зафиксировать тактовый интервал в центре 7-разрядной комбинации и далее в блоках 6 и 7 вычислить боковые лепестки 3-х предшествующих и 3-х последующих импульсов, а также осуществить их алгебраическое сложение (наложение) в точках наблюдения (регистрации) 1 и 0. По окончании одной из отмеченных комбинаций в блоке 8 начинается цикл генерирования второй комбинации и т.д. до тех пор, пока не будут исчерпаны все возможные варианты. Полученные значения запоминаются, после чего в блоке 9 осуществляется расчет величины раскрыва глаз-диаграммы для каждой из 20-ти точек таким образом, что выбирается минимальное из значений, вычисленных внутри тактового интервала при регистрации 1 ($U_{мин}(1)$), и максимальное из значений, вычисленных внутри тактового интервала - при регистрации 0 ($U_{макс}(0)$).

В блоке 10 осуществляется отсчет раскрыва глаз-диаграммы (E) в точке $t=0$, а в блоке 11 - вывод результатов (в том числе и графических) и построение глаз-диаграммы

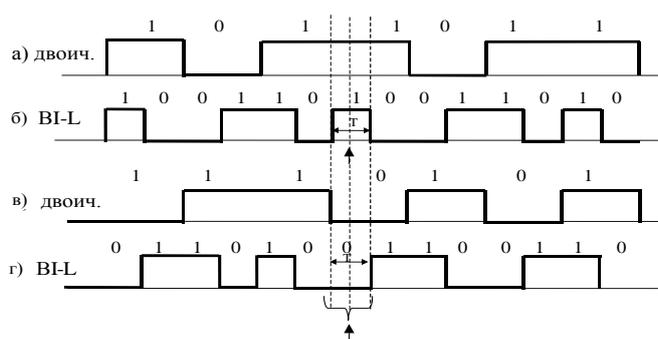


Рис. 4.40. Преобразование исходной двоичной последовательности в линейный сигнал VI-L (а-в); б) наблюдение осуществляется в середине комбинации, содержащей 1 в центральном тактовом интервале (регистрация 1); г) наблюдение осуществляется в середине комбинации, содержащей 0 в центральном тактовом интервале (регистрация 0)

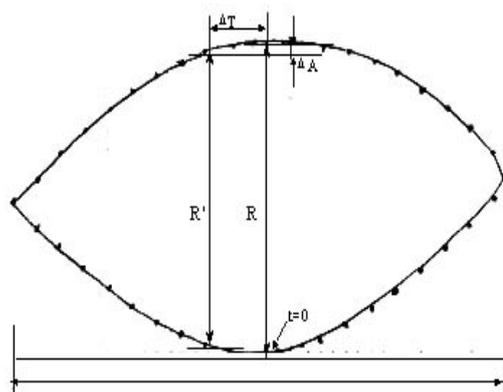


Рис. 4.41. Глаз-диаграмма линейного сигнала VI-M ($\psi=0, \alpha=1$)

Как отмечалось выше, число возможных 7-разрядных комбинаций равно 128, число комбинаций с “1” и с “0” в центральном тактовом интервале соответственно составляет $2^7/2=64$.

Отметим еще раз, что анализ 3-х предшествующих и 3-х последующих тактовых интервалов вполне достаточен для построения глаз-диаграммы с хорошей точностью, поскольку импульсы, расположенные в более удаленных от центрального тактового интервала не оказывают влияния ввиду пренебрежимо малых боковых лепестков.

С помощью указанной процедуры были смоделированы глаз-диаграммы для линейных кодов ЦВОСП класса 1B2B. Глаз-диаграммы для линейных сигналов VI-M приведены на рис. 4.41 ($\psi = 0, \alpha = 1$).

В приложении П.6 на рис. П.6.1 приведены кривые формы элементарных импульсов линейного сигнала на выходе канала связи (ФНЧ): а) $\psi = 0, \alpha = 0,75$, б) $\psi = 0,5 \alpha = 0,1$, в) $\psi = 0,4 \alpha = 0,4$, г) $\psi = 0,5 \alpha = 0,1$, д) $\psi = 0,7, \alpha = 0$.

В приложении П.6 рис. П.6.2 приведены глаз-диаграммы для линейных сигналов а) VI-L, ($\psi=0,3, \alpha=0,1$); б) VI-L ($\psi=0, \alpha=0,1$); в) NRZ-M ($\psi=0,3, \alpha=1$); г) NRZ-M ($\psi = 0, \alpha = 1$); д) DBI ($\psi = 0,3, \alpha = 1$); ж) Миллера ($\psi = 0,3 \alpha = 1$).

4.6. Сравнительный анализ по помехоустойчивости линейных сигналов класса 1B2B в цифровых волоконно-оптических системах передачи [65]

В предыдущем разделе был показан принцип моделирования глаз-диаграммы линейных сигналов класса 1B2B ЦВОСП с учетом изменения полосы пропускания линейного тракта и коэффициента крутизны спектральной характеристики. Приведенный алгоритм моделирования глаз-диаграммы дает возможность оценить помехоустойчивость линейных сигналов в процессе их сравнительного анализа. Моделирование предусматривает преобразование исходной двоичной последовательности в любом из сигналов класса 1B2B.

Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от сужения полосы пропускания линейного тракта при стробировании элементарных символов линейных сигнала-

лов BI-L, DBI, RZ-50 в идеальной точке ($t=0$) в решающем устройстве приемного пункта ЦВОСП в том случае, когда в качестве элементарных символов используются импульсы с косинус-квадратичным срезом спектра, показана на рис. 4.42, где ψ - относительный коэффициент ограничения полосы пропускания канала; $\psi = 1 - \xi = \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2}$; $0 \leq \xi \leq 1$ степень сужения полосы частот энергетического спектра элементарного импульса [95]; $\Delta\omega_{среза} = \omega_2 - \omega_c$; ω_c - частота среза (сигналы в канале передаются без искажений при $\psi=0 \rightarrow \xi=1$); α - коэффициент округления спектра (коэффициент крутизны спектральной характеристики ($0 \leq \alpha \leq 1$), который определяет соотношение между равномерным и нисходящим участками энергетического спектра элементарного импульса линейного сигнала.

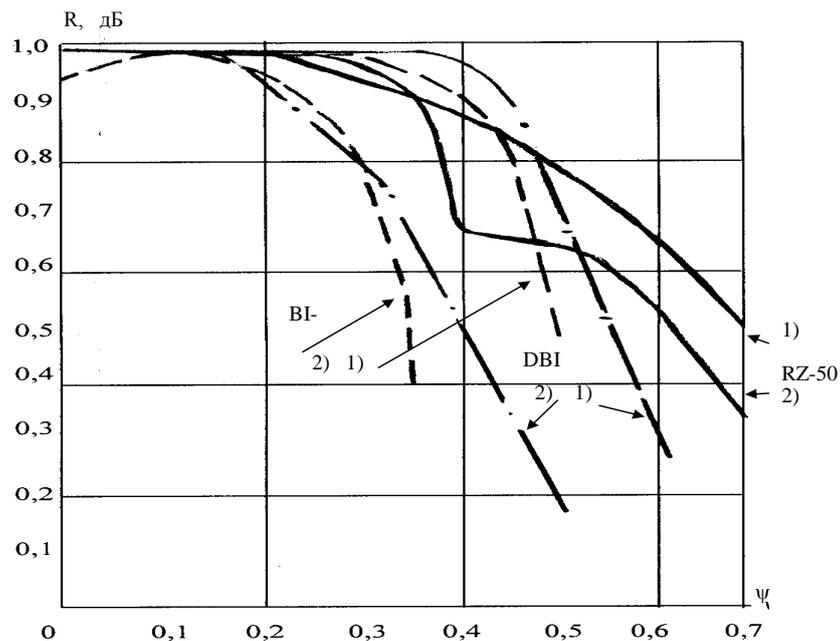


Рис. 4.42. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от полосы пропускания цифрового канала связи (ФНЧ) при 1) $\alpha = 1$; 2) $\alpha = 0,5$ при стабильном положении элементарных импульсов линейных сигналов BI-L, DBI, RZ -50 в идеальной точке стобирования в решающем устройстве приемника ВОСП

На рис. 4.43 представлена зависимость раскрытия глаз-диаграммы от уменьшения полосы пропускания линейного тракта (ФНЧ) $R=F(\psi)$ при отклонении точки стробирования символов линейного сигнала BI-L от идеального положения на $\Delta T=5\%$ и $\Delta T=10\%$ при значении $\alpha = 0,5$ и $\alpha = 1$.

Как известно, помехоустойчивость ВОСП в значительной степени зависит от присутствия джиттера (фазового дрожания) и вандера (дрейф фазы): нарушается синхронизация, что приводит к отклонению стробимпульсов от центра глаз-диаграммы (в решающем устройстве) к увеличению вероятности ошибки. Следует отметить, что среди причин возникновения ошибок в ВОСП джиттер является доминирующим [127].

Влияние джиттера и вандера практически невозможно скомпенсировать, поэтому при проектировании важно выбрать те типы линейных сигналов, которые устойчивы к джиттеру. Учет влияния джиттера в каналах ЦВОСП выражается величиной отклонений точек отсчета регистрации элементарных символов от точки $t=0$.

Программа дает возможность имитировать процесс, происходящий в решающем устройстве при стробировании символов линейного сигнала с отклонением от идеального положения точки стробирования.

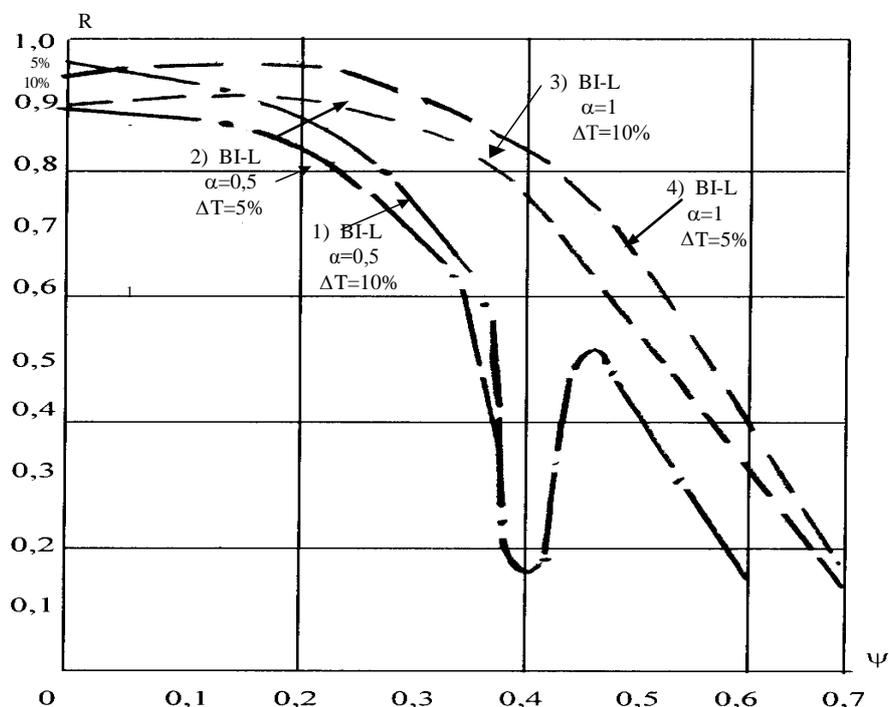


Рис. 4.43. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от полосы пропускания ФНЧ при отклонении точки стробирования элементарного импульса от идеального положения ($t=0$) для линейного сигнала BI-L: 1) $\alpha=0,5$; $\Delta T=5\%$ 2) $\alpha=0,5$; $\Delta T=10\%$ 3) $\alpha=1$; $\Delta T=5\%$ 4) $\alpha=1$; $\Delta T=10\%$

На рис. 4.44 приведена зависимость раскрыва глаз-диаграммы от полосы пропускания линейного тракта при отклонении положения точки стробирования элементарных импульсов от идеального ($t=0$) для линейных сигналов RZ-50, EP-1, CM1, DB1 при различных значениях α и ΔT .

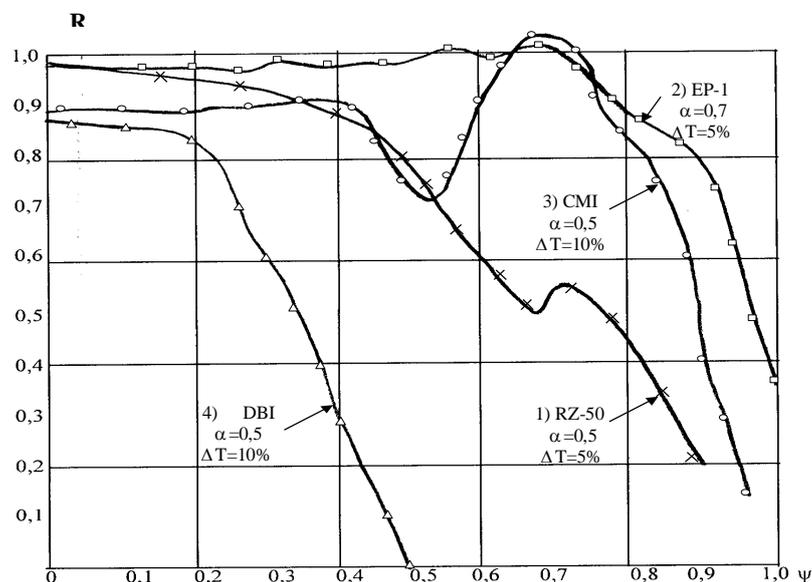


Рис. 4.44. Зависимость раскрыва глаз-диаграммы от полосы пропускания канала связи (ФНЧ) при отклонении положения точки стробирования от идеального ($t=0$) для линейных сигналов RZ-50, EP-1, CM1, DB1
 1) RZ-50, $\alpha=0,5$; $\Delta T=5\%$; 2) EP-1, $\alpha=0,7$, $\Delta T=5\%$; 3) CM16 $\alpha=0,5$; $\Delta T=10\%$,
 4) DB1, $\alpha=0,5$; $\Delta T=10\%$

С помощью полученных результатов можно оценить уменьшение помехоустойчивости, вызванное появлением МСИ из-за ограничения полосы пропускания линейного тракта. Введем коэффициент

$$K_{\text{помех.отн.}} = 20 \log \frac{R}{R'} (\text{дБ}),$$

где R - максимальная величина раскрыва глаз-диаграммы в момент отсчета, в соответствии с пороговым значением во время регистрации элементарных символов в приемнике при передаче в канале с полосой $0-\omega_{\text{ср}}$ и отсутствии взаимного влияния (интерференции) между элементарными символами линейного сигнала; R' - величина раскрыва глаз-диаграммы в момент отсчета во время регистрации элементарных символов линейного сигнала в приемнике,

в соответствии с пороговым значением в полосе, меньшей, чем полоса пропускания канала ($0-\omega_{cp}$), и при наличии интерференции между символами.

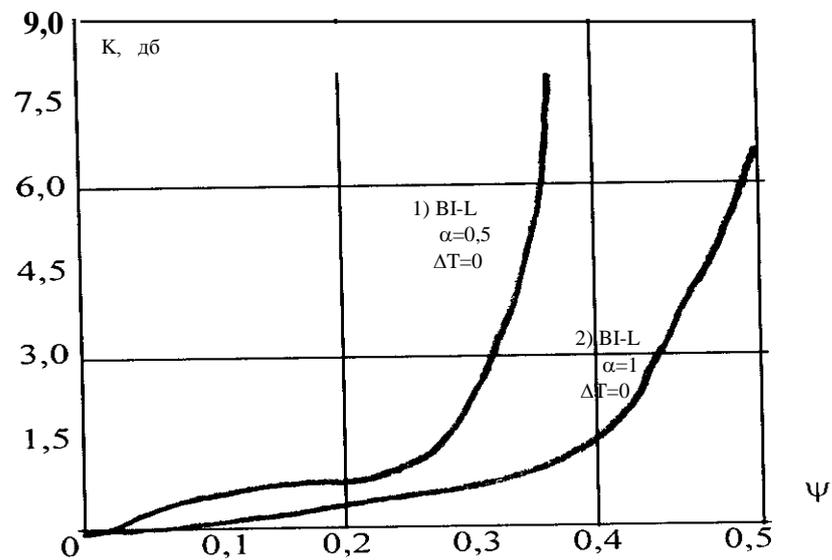


Рис. 4.45. Зависимость помехоустойчивости линейного сигнала BI-L от изменения полосы пропускания канала ψ при различных значениях коэффициента крутизны спектральной характеристики (α) 1) $\alpha = 0,5$, $\Delta T = 0$; 2) $\alpha = 1$, $\Delta T = 0$.

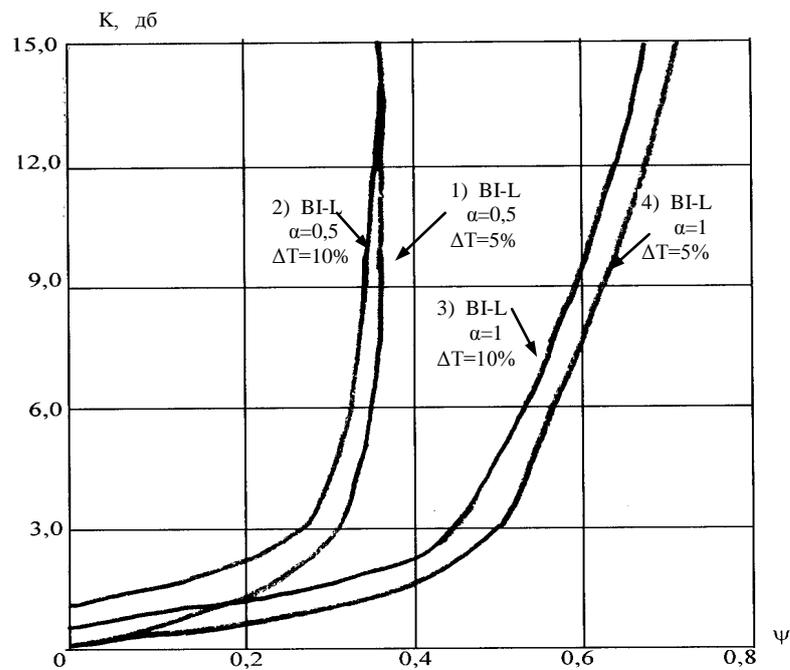


Рис. 4.46. Зависимость помехоустойчивости линейного сигнала VI-L от МСИ при различных значениях коэффициента крутизны спектральной характеристики (α) и отклонения точки стробирования (регистрации) от идеального положения ($t=0, \Delta T=0$): 1) $\alpha = 0,5; \Delta T=5\%$; 2) $\alpha = 0,5; \Delta T=10\%$; 3) $\alpha = 1; \Delta T=10\%$; 4) $\alpha = 1; \Delta T=5\%$

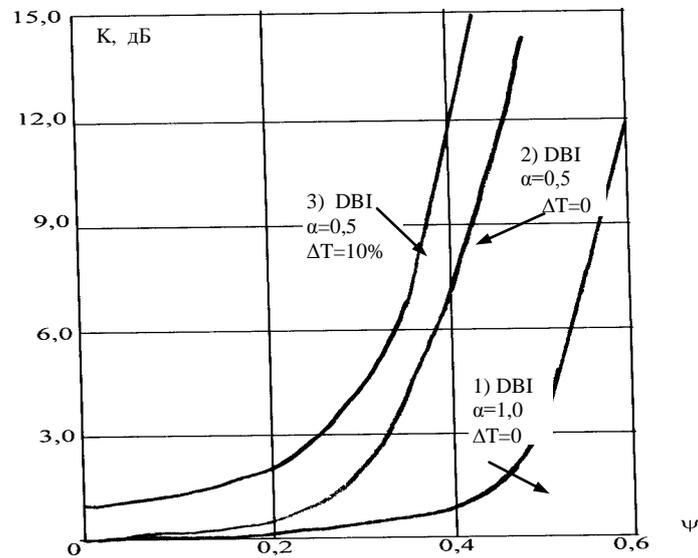


Рис. 4.47. Зависимость помехоустойчивости линейного сигнала DBI от изменения полосы пропускания канала, значений коэффициента крутизны спектральной характеристики (α) и точки стробирования (регистрации) от идеального положения (ΔT): 1) $\alpha = 1,0, \Delta T=0$; 2) $\alpha = 1,0, \Delta T=0$; 3) $\alpha = 0,5; \Delta T=10\%$

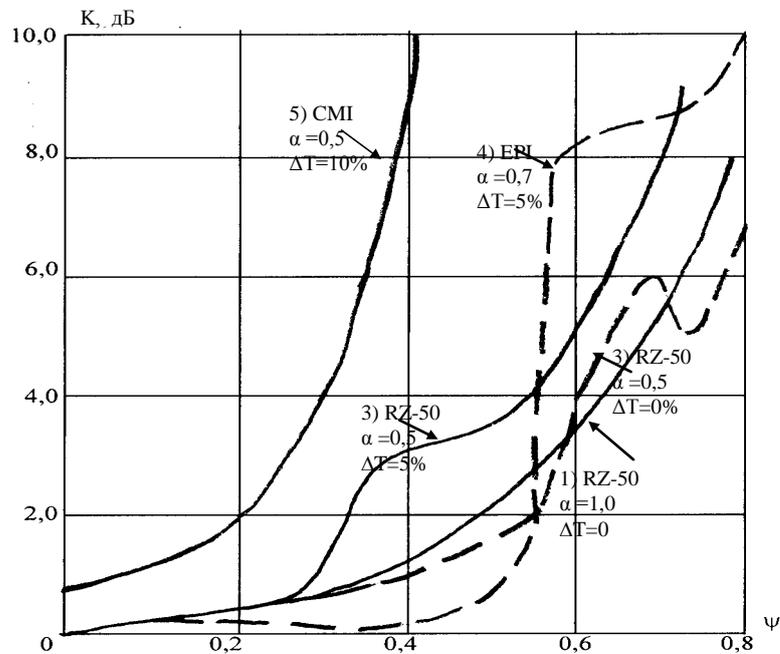


Рис. 4.48. Зависимость помехоустойчивости линейных сигналов RZ-50, CMI, EP-I от изменения полосы пропускания канала, значений коэффициента крутизны спектральной

характеристики (α) и отклонения точки стробирования (регистрации) от идеального положения ($t=0$):

- 1) RZ-50, $\alpha=1,0$, $\Delta T=0$; 2) RZ-50, $\alpha=0,5$, $\Delta T=0$; 3) RZ-50; $\alpha=0,5$; $\Delta T=5\%$;
- 4) EP-I, $\alpha=0,7$; $\Delta T=5\%$; 5) CMI, $\alpha=0,5$, $\Delta T=10\%$

На рис. 4.45, 4.46, 4.47, 4.48 приведены кривые зависимости помехоустойчивости линейных сигналов соответственно BI-L (рис.4.45, 4.46), DBI (рис.4.47), RZ-50, CMI, CMI, EP-I (рис.4.48) от изменения полосы пропускания цифрового канала, значений округления спектра коэффициента крутизны спектральной характеристики (α), отклонения ($t=0$, $\Delta T \neq 0$) точек регистрации от идеального положения ($\Delta T=0$).

Сравнительный анализ приведенных зависимостей дает возможность установить следующее:

- помехоустойчивость цифрового канала связи в большей мере зависит от типа линейного сигнала. В частности, линейные сигналы EP-I, RZ-50 менее чувствительны по этому показателю к сужению полосы пропускания канала, чем линейные коды DBI, CMI;

- помехоустойчивость цифрового канала связи уменьшается при уменьшении полосы пропускания. Критические значения величины относительного коэффициента ограничения полосы пропускания канала и коэффициента крутизны спектральной характеристики, при возникновении МСИ, лежат соответственно в пределах $\psi=0,3-0,4$, $\alpha=0,5$;

- для некоторых типов линейного сигнала при отклонении точки стробирования (регистрации) элементарного символа от идеального положения ($t=0$, $\Delta T=0$), вызванном уменьшением полосы пропускания канала и межсимвольными искажениями, помехоустойчивость системы заметно уменьшается, однако в ряде случаев отклонение точки стробирования ($\Delta T=5\%$ или $\Delta T=10\%$) не имеет существенного значения, как, например, в линейном коде BI-L при $\alpha=0,5$ и $\Delta T=5\%$, $\Delta T=10\%$, или при $\alpha=1$ и $\Delta T=5\%$, $\Delta T=10\%$ (рис. 4.46).

4.7. Определение времени вхождения в блочный синхронизм при передаче линейного сигнала 3B4B [94]

При выборе алфавитно-балансных кодов следует учитывать такое важное свойство, как обеспечение ими малого времени вхождения в блочный синхронизм.

Как известно, при применении в ЦСП алфавитных кодов, наряду с традиционными типами синхронизации (тактовая, цикловая), требуется также дополнительный вид – блочная синхронизация. С ее помощью обеспечивается установление и поддержание требуемых фазовых соотношений между кодовыми группами переданных и принятых цифровых сигналов [24,87,88,128].

Границы кодовых групп в принимаемом цифровом сигнале определяются с помощью кодового сигнала, формируемого путем деления тактовой частоты линейного сигнала на n (n -количество символов в кодовой группе). Фаза кодового сигнала может принимать одно из n значений, причем то из них, которое обеспечивает совпадение с границами кодовых групп, называется истинной фазой, а остальные $n-1$ значений – ложными фазами. Правильность декодирования обеспечивается только при достижении истинной фазы кодового сигнала.

В процессе эксплуатации ЦСП (из-за ошибок в канале связи, а также других дестабилизирующих факторов) возможно нарушение правил кодирования на позиции истинной фазы, в результате чего нарушается и блочный синхронизм. Для его восстановления, т.е. нахождения истинной фазы, требуется определенное время, которое называется временем вхождения в блочный синхронизм. В течение этого времени не может иметь место процесс безошибочного декодирования, что автоматически диктует необходимость уменьшения данного показателя. В связи с этим представляет интерес определение времени вхождения в блочный синхронизм при использовании различных алфавитных кодов с целью выявления наилучших из них по этому признаку.

Известно большое количество работ, посвященных вопросам блочной синхронизации алфавитно-балансных кодов класса $mBnB$ [24, 87÷90 и др.]. В них рассмотрены различные методы поиска истинной фазы, которые основаны на

нахождении нарушений правил алфавитного кодирования. Как показывают исследования, наиболее эффективным с точки зрения обеспечения минимального времени вхождения в блочный синхронизм следует считать способ, предложенный в [89]. Суть данного способа заключается в следующем: на приемной стороне цифровой сигнал последовательно подвергается поразрядному сдвигу, причем при каждом новом шаге производится анализ n -разрядных кодовых комбинаций на предмет нахождения их запрещенных вариантов. Анализ продолжается до тех пор, пока запрещенные комбинации не обнаружатся на $n-1$ фазах, после чего делается заключение, что оставшаяся фаза является истинной.

Интервал времени от начала описанной процедуры до момента нахождения истинной фазы представляет собой время вхождения в блочный синхронизм. Однако, как показывает анализ [89], в алфавитных кодах, встречаются реализации, для которых определить конкретное значение этого параметра не представляется возможным, в связи с чем способность кода войти в блочный синхронизм устанавливается с некоторой заранее определенной вероятностью. Такой способ оценки вполне приемлем при сравнении отдельных кодов с целью выявления лучшего из них по критерию наименьшего времени вхождения в блочный синхронизм.

Произведем сравнительный анализ кодов класса 3В4В по этому признаку.

Код 3В4В строится по методу так называемого взвешенного кодирования, при котором все комбинации из m символов исходного двоичного сигнала с общим числом 2^m разбиваются на две группы. Комбинации первой группы кодируются блоками из $n > m$ символов, содержащими равное и постоянное число единичных элементов n_E (комбинации с нулевой диспаратностью), а оставшиеся комбинации – комбинации второй группы – преобразуются поочередно в блоки линейного сигнала весом n_{E+1} и весом n_{E-1} , причём средняя плотность единичных посылок в последовательности сохраняется постоянной. Все указанные выше комбинации считаются разрешёнными.

При выборе разрешённых комбинаций приоритетным требованием является их нулевая диспаратетность. В коде ЗВ4В число таких комбинаций равно 6-ти, всего же для кодирования восьми исходных трёхразрядных блоков используется 10 четырёхразрядных комбинаций 1111 и 0000. Можно показать, что число возможных алфавитов кода ЗВ4В при таком построении будет равно 36-ти. Все они приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5

Трёхразрядный код	Алфавиты четырёхразрядного кода								
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX
000	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
001	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100
010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010
011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001
101	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110
110	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001
	0111	0111	0111	0111	0111	0111	0111	0111	0111
111	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010
	1011	1011	1011	1011	1011	1011	1011	1011	1011

Таблица 4.5 (продолжение)

Трёхразрядный код	Алфавиты четырёхразрядного кода								
	X	XI	XII	XIII	XIV	XV	XVI	XVII	XVIII

000	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
001	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100
010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010
011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001
101	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110
110	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001
	1011	1011	1101	0111	0111	0111	1011	1011	1101
111	0100	0100	0100	1000	1000	1000	1000	1000	1000
	1101	1110	1110	1011	1101	1110	1101	1110	1110

Таблица 4.5 (продолжение)

Трёхразрядный код	Алфавиты четырёхразрядного кода								
	XIX	XX	XXI	XXII	XXIII	XXIV	XXV	XXVI	XXVII
000	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
001	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100
010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010
011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001
101	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110
110	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010
	0111	0111	0111	1011	1011	1011	0111	0111	0111
111	0100	0100	0100	0100	0100	0100	1000	1000	1000
	1011	1101	1110	1101	1110	1110	1011	1101	1110

Таблица 4.5 (продолжение)

Трёхразрядный код	Алфавиты четырёхразрядного кода								
	XXVIII	XXIX	XXX	XXXI	XXXII	XXXIII	XXXIV	XXXV	XXXVI

000	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
001	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100
010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010
011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001
101	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110
110	0010	0010	0010	0100	0100	0100	0100	0100	0100
	1011	1011	1101	0111	0111	0111	1011	1011	1011
111	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000
	1101	1101	1110	1011	1101	1110	1101	1110	1110

Принцип определения времени вхождения в блочный синхронизм применительно к алфавитам кода 3В4В заключается в следующем: на первом этапе берётся восьмиразрядный фрагмент сигнала и производится анализ первых символов на предмет соответствия разрешённой комбинации. На втором, третьем и четвёртом этапах четырёхэтапного цикла эта процедура повторяется, причём на каждом из этапов рассматривается четырёхразрядная комбинация, границы которой сдвинуты относительно предыдущей на 1 разряд. Анализ считается законченным, если в цикле на трёх позициях фазы из четырёх обнаруживаются запрещённые комбинации, что указывает на соответствие оставшейся четвёртой позиции истинной границе блоков.

Однако в большинстве случаев для определения истинной позиции фазы одного цикла оказывается недостаточно, так как на ложных позициях вместе с запрещёнными могут появиться и разрешённые комбинации. В таких случаях указанная выше процедура продолжается, причём начало каждого следующего 8-разрядного фрагмента совпадает с серединой предыдущего. В результате в течение какого-то количества циклов с вероятностью, близкой к единице, обнаруживаются все ложные позиции.

Рассмотрим в качестве примера процедуру определения времени вхождения в блочный синхронизм для фрагмента, состоящего из следующих пяти блоков I алфавита: 0011.1001.0001.1010.0010.

I этап. Производится анализ 4-разрядных комбинаций, получаемых при поразрядном сдвиге в пределах первых двух блоков. Естественно, что при нулевом сдвиге комбинация обязательно будет разрешённой (0011). На 1-й и 3-й позициях сдвига также получают разрешённые комбинации (соответственно 0111 и 1100), а на второй позиции – запрещённая (1110). Таким образом, после 1-го этапа анализа обнаруживается лишь одна позиция ложной фазы (соответствующая второму сдвигу), что недостаточно для определения истинной фазы (она может соответствовать любой из трёх остальных позиций). Поэтому необходимо продолжить анализ.

II этап. Производится анализ 4-разрядных комбинаций, получаемых при поразрядном сдвиге в пределах фрагмента, состоящего из второго и третьего блоков. Как и прежде, здесь при нулевом сдвиге (для данного фрагмента) обязательно имеет место разрешённая комбинация (в данном случае – 1001). На 1-й позиции сдвига также расположена разрешённая комбинация (0010), а на остальных двух – запрещённые (соответственно – 0100 и 1000). При этом на 1-ом этапе 2-ая позиция уже была зафиксирована как ложная и соответствующая ей позиция 2-го этапа заведомо является ложной. Следовательно, после 2-х этапов анализа обнаруживаются две ложные позиции фазы – 2-я и 3-я.

III этап. Производится анализ 4-разрядных комбинаций, получаемых при поразрядном сдвиге в пределах фрагмента, состоящего из третьего и четвёртого блоков. В этом случае обнаруживается одна ложная позиция фазы – 3-я, однако, так как она была обнаружена ранее, после данного этапа ситуация не меняется.

IV этап. Анализ 4-разрядных комбинаций, получаемых при поразрядном сдвиге в пределах фрагмента, состоящего из четвёртого и пятого блоков, показывает, что на 1-й и 2-й позициях сдвига имеются запрещённые комбинации, и

на этом анализ заканчивается. Таким образом, время вхождения в блочный синхронизм в рассматриваемом случае равно времени передачи пяти блоков.

Как правило, обнаружение всех ложных позиций для некоторых реализаций цифрового сигнала невозможно. Например, если при передаче 1-го алфавита сигнал состоит из чередующихся блоков 0011 и 1001, то запрещённые комбинации появляются лишь на второй позиции вне зависимости от количества этапов. Однако такие случаи можно рассматривать как теоретические. Практически же вхождение в блочный синхронизм происходит всегда, хотя для разных реализаций для этого требуется разное время.

Из вышесказанного можно заключить, что время вхождения в блочный синхронизм определяется возможным набором кодовых комбинаций и вероятностью их появления. В таких условиях представляет интерес сравнение алфавитов кода ЗВ4В с целью выявления наилучшего из них по этому признаку.

Нетрудно заметить, что для алфавитно-балансных кодов с большим значением n и, в частности, для кода ЗВ4В определение истинных границ блоков по рассмотренной выше методике является трудоёмкой задачей, которая может быть успешно решена лишь с помощью ЭВМ. Ниже приводится алгоритм расчёта вероятностей вхождения кода в блочный синхронизм, на основании которого была разработана соответствующая программа (см. Приложение 7).

При составлении алгоритма учитывалась такая особенность построения кода, как наличие в нём комбинаций как с нулевой, так и ненулевой диспаритетностью. Последние появляются с определёнными ограничениями, например, в отрезке цифровой последовательности между двумя комбинациями с диспаритетностью $+2$ обязательно должна быть расположена комбинация с диспаритетностью -2 и наоборот. Следовательно, число 8-разрядных фрагментов алфавита, которые начинаются комбинацией с ненулевой диспаритетностью, составляет 8, в остальных случаях оно равно 10-ти. Таким образом, суммарное коли-

чество рассматриваемых на 1-ом этапе возможных 8-разрядных комбинаций для каждого алфавита равно $6 \times 10 + 4 \times 8 = 92$. Из них 36 содержат по два блока с нулевой диспаратетностью, 48 – один и 8 – ни одного. Количество возможных комбинаций на всех последующих этапах рассчитывается с помощью ЭВМ с учётом их числа на предыдущем этапе и выше указанных ограничений на появление комбинаций с ненулевой диспаратетностью.

Для достижения конечного результата необходимо учитывать также вероятности появления возможных комбинаций на каждом этапе анализа. Естественно, что при одинаковой вероятности появления символов в исходном цифровом сигнале каждая из кодовых комбинаций с ненулевой диспаратетностью появляется в 2 раза реже по сравнению с комбинацией, имеющей нулевую диспаратетность. Вероятности появления каждой из возможных 8-разрядных комбинаций для трёх следующих случаев равны:

а) для комбинации с двумя блоками нулевой диспаратетности –

$$P_1' = P_0^2 = 0,125 \cdot 0,125 \approx 0,016$$

б) для комбинации с одним блоком нулевой и одним – ненулевой диспаратетности –

$$P_1'' = P_0 \cdot P_1 = 0,125 \cdot 0,0625 \approx 0,008$$

в) для комбинации с двумя блоками ненулевой диспаратетности –

$$P_1''' = P_0^2 = 0,0625 \cdot 0,0625 \approx 0,004$$

Здесь P_0 и P_1 соответственно вероятности появления комбинаций с нулевой и ненулевой диспаратетностью. Знание вероятностей P_1' , P_1'' и P_1''' позволяет найти вероятности обнаружения истинных позиций фазы после 1-го этапа.

Вероятности вхождения в блочный синхронизм на i -том этапе рассчитываются с помощью ЭВМ по тому же принципу.

Согласно используемой методике на каждом новом этапе анализа следует учитывать уже найденные на предыдущих этапах вероятности вхождения в блочный синхронизм, а суммарную вероятность после i этапов определять как сумму всех вероятностей на предыдущих этапах. Такой подход позволяет

произвести сравнительную оценку различных кодов по скорости вхождения в блочный синхронизм, и тем самым определить наилучший из них по этому признаку. Как показывают результаты расчетов ряда линейных кодов, 4-х-5-ти этапов анализа оказывается достаточно для выявления преимущества одного из исследуемых алгоритмов кодо преобразования.

Как показывают исследования, проведенные для линейных кодов класса 1В2В [60, 89, 128], и линейного кода 2В4В [91], отдельные коды (ВI-L, СМI, ЕР-1, ЕР-2, код Миллера) выгодно отличаются от остальных в этом отношении.

КРАТКИЕ ВЫВОДЫ ПО ЧЕТВЁРТОЙ ГЛАВЕ

1. Осуществлён анализ линейных кодов ВОСП. Определены принципы оценки характеристик сигналов в процессе выбора оптимального алгоритма кодообразования.
2. Осуществлена энергетическая оценка линейных сигналов, произведен их сравнительный анализ по набору энергетических параметров. Разработан алгоритм, позволяющий определять особенности распределения энергии в заданной полосе частот для всех приведённых в работе линейных сигналов ЦВОСП (безызбыточные линейные сигналы, сигналы класса 1В2В, блочные линейные сигналы, сигналы со вставками).

Сравнение линейных сигналов по энергетическим показателям осуществляется по величине энергии, сосредоточенной в полосе частот $0-f_1$ ($\leq 90\%$ полной энергии), $0-f_2$ ($\leq 95\%$ полной энергии), а также в полосе частот f_1-f_2 .

Показано, что код Миллера и коды со вставками (при значениях $m > 8$, дифференциальные коды со вставками DmВIМ) имеют лучшие показатели, чем блочные линейные коды 2В3В, 3В4В, коды класса 1В2В, ВI-L, RZ-50, RZ-25, DBI и коды со вставками (при значениях $m < 5$). Показана зависимость проигрыша линейных кодов по сосредоточенной энергии в полосе частот $0-f_1$, (90%-95%) от типа линейного сигнала.

3. С целью унификации вычисления параметров энергетических спектров линейных сигналов предложен метод матричного представления абсолютных и относительных показателей интегрального типа. Получено общее выражение распределения мощности в энергетическом спектре, которое дает возможность избежать различных алгоритмов интегрирования для каждого типа линейного сигнала. Кроме сравнительной оценки в процессе выбора линейных сигналов ВОСП, эти показатели дают возможность:
- исследовать влияние цифровых систем связи на каналы систем с частотным мультиплексированием, работающим по параллельным парам симметричного кабеля; оценить уровень помех в полосе частот телефонных каналов на соединительных линиях между АТС при использовании многопарных кабелей от задействованных на других парах цифровых систем передачи, определить величину искажений, вносимых линейными трансформаторами при передаче многоуровневых последовательностей различных типов, оценить допустимую точность выравнивания на выходе блока "усилитель-выравниватель" регенератора вблизи тактовой частоты;
 - осуществить сравнительный анализ свойств энергетических спектров многоуровневых линейных сигналов для любых значений вероятности p появления единицы в исходной двоичной последовательности, что позволяет составить общее представление об особенностях многоуровневых линейных сигналов различного типа и таким образом оптимизировать методы передачи информации по линейным трактам цифровых систем передачи.
4. Сформулированы основные принципы выделения компоненты тактовой частоты из спектра линейных сигналов ВОСП класса 1В2В. Предложена классификация линейных сигналов по способу выделения тактовой частоты; дана оценка качественных показателей устройств выделения тактового колебания для некоторых линейных сигналов класса 1В2В.
5. Выработаны рекомендации по выбору линейных сигналов:

- в зависимости от их применения (внутриобъектные, городские, зонавые и магистральные ВОЛС);

- с точки зрения минимизации фазовых флуктуаций в зависимости от статистики исходного сигнала.

6. С целью определения параметров и характеристик процессов в ВОСП осуществлено моделирование глаз-диаграммы для линейных сигналов класса 1В2В ЦВОСП.

Предложен и разработан оригинальный алгоритм построения глаз-диаграммы, путем вычисления откликов на элементарные импульсы линейного сигнала в четырнадцать тактовых интервалах, в каждом из которых вычисление производится для 20-ти контрольных точек. Алгоритм моделирования включает формирование (генерирование) всех существующих линейных сигналов класса 1В2В ВОСП, моделирование цифрового оптического канала связи, приём и регистрацию элементарных импульсов. В качестве элементарных импульсов использованы импульсы с косинус-квадратичным срезом спектра и косинус-квадратичной формой.

7. На основе модельного эксперимента с учётом изменения полосы пропускания линейного тракта и коэффициента крутизны спектральной характеристики, была определена зависимость раскрытия глаз-диаграммы от полосы пропускания линейного тракта при идеальном положении точки стробирования в решающем устройстве, а также с учетом влияния джиттера и вандера на процесс передачи цифровых сигналов.
8. Установлено, что помехоустойчивость цифрового канала связи существенно зависит от типа линейного сигнала. Линейные сигналы EP-1, RZ-50 менее чувствительны к сужению полосы пропускания, чем сигналы типа DB1 и CM1. Установлены критические значения относительного коэффициента ограничения полосы пропускания канала и коэффициента крутизны спектральной характеристики (соответственно $\psi=0,3-0,4$, $\alpha=0,5$), при которых процесс сужения полосы пропускания цифрового канала сопровождается

возникновением МСИ. Определено также, что отклонения точки стробирования от идеального положения ($\Delta t=5\%$, или $\Delta t=10\%$) при передаче некоторых типов линейного сигнала не имеют существенного значения.

9. Осуществлен сравнительный анализ линейного кода 3В4В по времени вхождения в блочный синхронизм для различных алфавитов. Дается алгоритм моделирования, позволяющий рассчитать вероятность вхождения в блочный синхронизм для всех алфавитов указанного кода. Доказывается, что наилучшим из них является XV алфавит, но поскольку разница между ним и остальными алфавитами не оказывается значительной, все алфавиты, с точки зрения вхождения в блочный синхронизм, признаются практически равноценными и при выборе рабочего алфавита данного сигнала не рекомендуется считать это свойство определяющим.

ГЛАВА 5. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Волоконно-оптическая система передачи представляет собой сложную структуру, при моделировании которой требуется физическое и математическое описание процессов, определение функциональных взаимодействий составляющих элементов ВОСП, идентификация, программирование и проведение натуральных экспериментов.

5.1. ВОЗМОЖНОСТИ ЭФФЕКТИВНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВОСП

Задача моделирования возникает при проектировании и эксплуатации, а также при исследовании свойств, характеристик и показателей эффективности системы в зависимости от ее структуры, составляющих элементов, алгоритма функционирования и различных режимов работы. В связи с развитием вычислительной техники такой метод исследования сложных систем получил широкое применение в настоящем и представляется весьма перспективным в будущем. Сущность машинного моделирования системы состоит в проведении на ЭВМ эксперимента с моделью, которая представляет собой некоторый программный комплекс, описывающий формально и (или) алгоритмически поведение элементов системы в процессе ее функционирования, т.е. в их взаимодействии друг с другом и с внешней средой [130, 132-134, 157].

Метод машинного моделирования обладает следующими достоинствами:

- позволяет получать оценки характеристик системы в условиях, близких к реальным; исследовать показатели эффективности функционирования как отдельных устройств, так и всей системы в целом;
- экономичен, не требует затрат на разработку специализированного оборудования для физического моделирования (макетирования);
- позволяет «растягивать» или «сжимать» время протекания моделируемого процесса;

- дает возможность многократно проводить эксперименты по заранее составленному плану;

- применим к исследованию систем большой сложности.

Однако следует отметить, что эффективность этого метода определяется адекватностью и полнотой математической (формализованной) модели исследуемого объекта, т. е. зависит от степени глубины познания его сути.

5.2. ЭТАПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ВОСП

Исследование системы на ЭВМ представляет собой итерационный процесс, включающий в себя следующие этапы (рис.5.1):



Рис. 5.1. Основные этапы проектирования ЦВОСП

- концептуальную (описательную) постановку задачи исследования системы, определение цели моделирования;

- составление базы данных (элементов и узлов) системы;

- формализацию задачи, разработку математической модели системы и процессов ее взаимодействия с внешней средой;

- выбор метода моделирования;
- разработку алгоритма решения поставленной задачи и программной модели системы с протекающими в ней процессами;
- получение и интерпретацию результатов моделирования системы;
- планирование и проведение машинных экспериментов с моделью;

Рассмотрим основные черты каждого из этапов при исследовании систем передачи информации.

На первом этапе задача исследования ВОСП формулируется следующим образом: получить оценки основных показателей эффективности функционирования ВОСП (вероятностно-временных и частотных характеристик) в зависимости от методов, алгоритмов и устройств передачи информации, а также способов защиты информации статистического контроля состояния канала связи и прогнозирования верности информации. Иными словами, предполагая известными основную структуру системы, входящие в нее элементы и состояние внешней среды (характеристики потока сообщений и канала связи) определяют влияние различных факторов на вероятностно-временные и частотные характеристики системы.

При исследовании таких сложных систем, как ВОСП, необходимо использовать методы, развитые в теории сложных систем. Одним из таких методов является многоуровневый иерархический подход к проектированию модели системы. В соответствии с этим подходом процесс функционирования рассматривается на нескольких уровнях детализации:

- на первом уровне исследуются вопросы взаимодействия системы передачи информации с внешней средой; задача моделирования рассматривается как целевая функция, в число аргументов которой входит количество цифровых каналов, скорость передачи, количество промежуточных пунктов и т.д.

- на втором уровне осуществляется детализация алгоритма функционирования системы, где выделяются следующие характеристики процесса передачи информации:

- набор данных, располагающих информацией для полного представления ВОСП;
- частотные и временные характеристики оптического кабеля;
- характеристики оптического передатчика (лазер, светоизлучающий диод и др.) и приемника (р-і-п фотодиод, лавинный фотодиод и др.);
- изменение параметров ВОСП от воздействия окружающей среды и других факторов;
- тип линейного кода, форма и амплитудные значения элементарных импульсов.

На следующем этапе осуществляется коррекция модели, сличение параметров базы данных ВОСП с параметрами натуральных измерений, наладка программы и вывод результатов моделирования (графических данных, параметров исследования и т.д).

Разработка математической модели такой сложной системы как ВОСП наталкивается на значительные трудности. Разрешить их позволяют два подхода: при первом осуществляется переход от описания событий и временных диаграмм к алгоритму, определяющему работу системы (алгоритмическая модель); при втором – для описания процессов функционирования используются графовые (сетевые) модели.

Достоинствами алгоритмических моделей являются их универсальность и возможность дальнейшей детализации элементов с целью изучения каждого из подпроцессов в отдельности. К числу недостатков следует отнести низкую эффективность при программной реализации: основанные на них программные модели отличаются низким быстродействием и большим объемом занимаемой памяти ЭВМ. Кроме того, на этапе формализации задачи они не несут никакой информации о свойствах системы.

Сетевые модели уже на предварительном этапе позволяют оценить такие свойства системы, как живучесть, сохранность информации, достижимость заданного состояния, избыточность и др. Программные модели, основанные на

сетевых моделях, обладают лучшими характеристиками по быстродействию и объему занимаемой памяти. Недостатком сетевых моделей является отсутствие гибкости и универсальности - при изменении алгоритма функционирования системы сетевая модель, а следовательно, и основанная на ней программа, разрабатываются заново.

- на третьем уровне детализации исследуются свойства каждого из подпроцессов алгоритма функционирования системы, отдельные узлы, устройства и элементы. При этом для их описания стремятся использовать аналитические модели: дифференциально-интегральные и алгебраические уравнения, марковские цепи, конечно-разностные схемы и др.

Задача исследования сложной системы может быть решена методами аналитического, имитационного и комбинированного моделирования.

Аналитическое моделирование возможно в том случае, если поведение системы удастся описать с помощью некоторых функциональных соотношений (алгебраических, дифференциально-интегральных, конечно-разностных и т.п.) или логических условий. Если эти функциональные соотношения представляют собой явную зависимость искомых характеристик от варьируемых параметров системы, то их расчет на ЭВМ ведется аналитическим способом (по формулам и программам) и представляет собой последовательный процесс вычислений. Если же решений уравнений в явном виде не существует, то используют численные методы, которые эффективны только при применении ЭВМ. В некоторых случаях аналитическая модель позволяет качественно оценить основные свойства системы, однако аналитические методы при всех достоинствах обладают одним существенным недостатком: они применимы только к исследованию сравнительно простых систем, характер процессов в которых хорошо изучен и качественно описан в общепринятых категориях на настоящий момент.

С развитием средств вычислительной техники получил широкое распространение метод имитационного моделирования. Он основан на воспроизведении процесса функционирования системы во времени с имитацией элемен-

тарных событий, составляющих процесс, при сохранении их логической структуры и последовательности протекания во времени [132]. Основным преимуществом имитационного моделирования по сравнению с аналитическим, является возможность решения более сложных задач. Имитационные модели позволяют достаточно просто учитывать такие факторы, как наличие дискретных и непрерывных элементов, многочисленных случайных воздействий и др., которые часто создают трудности при аналитических исследованиях.

Комбинированное (имитационно-аналитическое) моделирование при анализе и синтезе систем позволяет объединить достоинства аналитического и имитационного моделирования. При построении комбинированных моделей проводится предварительная декомпозиция процесса функционирования объекта на составляющие подпроцессы, где для части из них используются аналитические модели, а для остальных строятся имитационные модели. Такой комбинированный подход позволяет охватить качественно новые классы систем, которые не могут быть исследованы с использованием аналитического и имитационного моделирования в отдельности [132, 157].

Выбор метода моделирования находится в тесной зависимости от математического описания процесса функционирования системы. При многоуровневом иерархическом подходе, когда модель системы получается в результате последовательной (от уровня к уровню) детализации процессов, наиболее целесообразным является комбинированный метод.

Теоретические основы моделирования ВОСП изложены в работах [98,129,166,167]. Конкретным задачам имитационно-аналитического моделирования ВОСП посвящены работы [111,160-165]. В работах Персона [6,108] на основе упрощённой, но охватывающей основные процессы, происходящие в ВОСП классификации были разработаны простые модели системы. Однако во всех рассмотренных моделях не учитываются характерные особенности линейных сигналов, а принимается во внимание лишь форма элементарных импульсов.

5.3. ПРИНЦИПЫ ЗАДАЧ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ [135,141,144,179]

Создание автоматизированной модели систем передач и её отдельных элементов требует специального исследования [136].

Структурная схема цифровой волоконно-оптической системы связи приводится на рис.5.2.

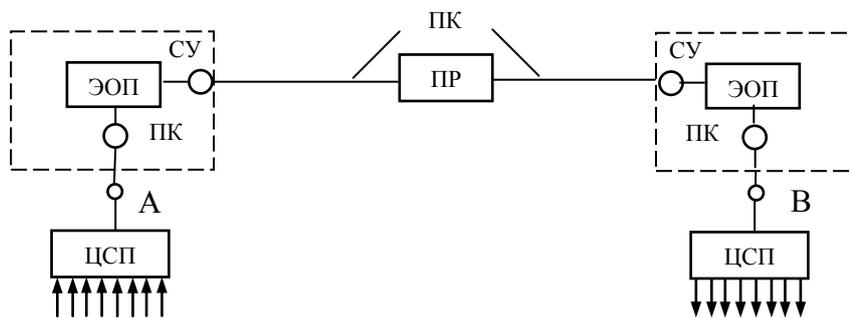


Рис. 5.2. Структурная схема ВОСП

Линейный тракт (между точками А и В) состоит из оконечной и промежуточной аппаратуры и оптического кабеля. Основу составляет оптический кабель, а также оптический передатчик (ОП) на входе системы и оптический приемник (ОПр) на выходе системы. Передатчик выполняет также роль преобразователя электрического сигнала в оптический ЭОП, а приемник обеспечивает обратное преобразование оптического сигнала в электрический ОЭП.

Преобразователь кода (ПК) формирует помехоустойчивый линейный сигнал и осуществляет согласование уровней по мощности между электрическими (ЦСП) и оптическими (излучатель, фотодиод) элементами схемы. Передающие и приемные согласующие устройства (СУ) формируют и согласовывают диаграммы направленности и апертуру между передающими устройствами и кабелем.

Передаваемый цифровой сигнал через ПК поступает в ЭОП, где моделирует оптическую несущую, создаваемую излучателем (ПЛ, СД и др.) и через СУ

поступает в оптический кабель. На приеме оптический сигнал через приемное СУ поступает в ОЭП, где преобразуется в электрический сигнал и через ПК поступает в приемник ЦС.

Через определенные расстояния, обуславливаемые дисперсией и затуханием кабеля, вдоль оптической линии располагаются линейные регенераторы (ЛР). В ЛР сигнал проходит стадии восстановления и усиления до требуемого значения.

При сравнении структурных схем электрических и волоконно-оптических систем связи очевидно отличие между ними и специфичность оптических каналов [24, 135, 137, 166]. Это обусловлено малой длиной волны и квантовой природой излучения в ВОСП.

Узлы ВОСП – излучатели (полупроводниковые лазеры ПЛ, светодиоды СД и др.), оптические кабели, фотодиоды, оптоэлектронные элементы - имеют характеристики, отличающиеся от характеристик составляющих элементов традиционных систем связи. Эти особенности приводят к тому, что их структура - характеристики излучателей, приемных устройств и выравнивателей, параметры сигналов линейного тракта, дисперсионные свойства оптического кабеля и методика расчета системы в целом - имеет существенные отличия от структуры систем передачи информации с использованием других типов передающей среды (воздушные линии, симметричные и коаксиальные кабели и др.).

Автоматизация модели ВОСП имеет аналогию с подобным процессом для моделей систем передачи дискретных сообщений, организованных на других типах линейных сооружений связи [137-139]. Решение данной задачи требует системного подхода с учетом сложности исследуемой структуры, которую следует рассматривать как "большую" систему [132, 141].

На рис.5.3. приведена укрупненная структурная схема системы высшей иерархии ВОСП как сложной системы и ее деление на отдельные подсистемы.

Специфика ВОСП обуславливает своеобразие методов и схем измерений (контроля) параметров, свойственных только системам такого типа. Поэтому,

наряду с моделированием и проведением экспериментальных исследований, требуется разработать соответствующую систему для измерения параметров и характеристик отдельных элементов ВОСП, включающую метрологическое обеспечение. Полученную измерительную информацию об активных и пассивных элементах волоконно-оптических систем передачи в конкретном случае следует использовать как исходные данные при создании САПР ВОСП.

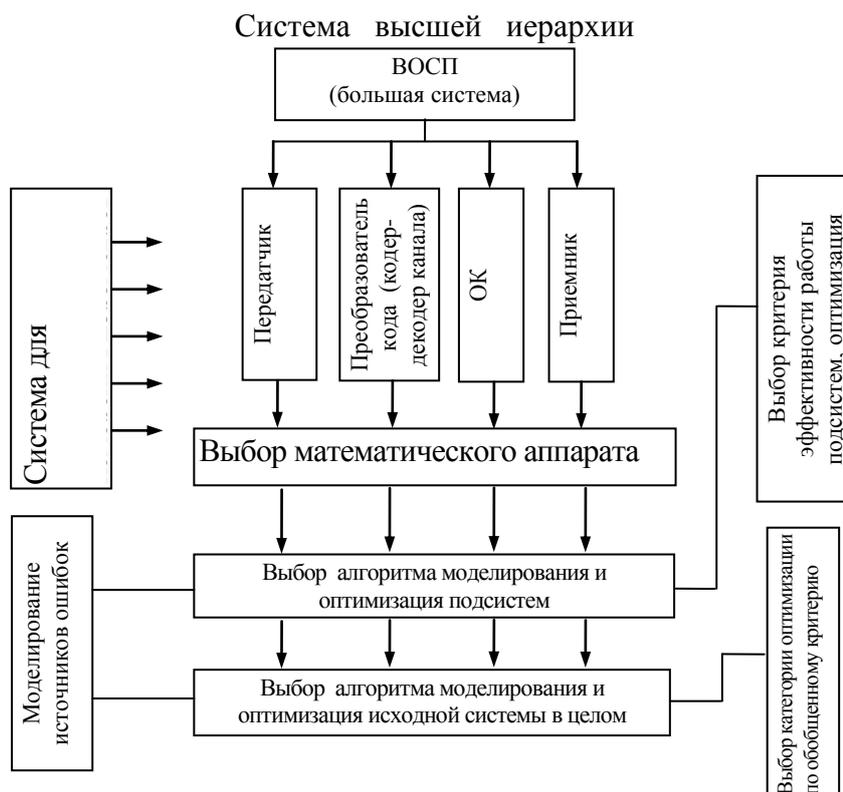


Рис. 5.3. Укрупненная структурная схема представления сложной системы ВОСП, разбитая на подсистемы

Исходя из структурной схемы ВОСП и ее системного анализа, следует выполнить в САПР следующие процедуры:

- моделирование (алгоритм расчета) излучателя и модулятора;
- моделирование (алгоритм расчета) волоконно-оптического канала;
- моделирование (алгоритм расчета) приемника;
- моделирование ошибок в трактах ВОСП (передатчик, канал, приемник);
- разработка измерительной системы для измерения основных параметров ВОСП;

- моделирование линейных кодов для ВОСП;
- согласование сигналов с каналом оптической связи;
- установление параметра оптимизации.

Перечисленные процедуры базируются на автоматизированном моделировании прохождения информации через компоненты ВОСП, поэтому структура моделирования должна основываться на модульном принципе. Каждый модуль является локальным модулем элемента и его функционирование базируется на определенном информационном обеспечении. Взаимодействие модулей и информационных средств позволяет имитировать процессы передачи дискретной информации в ВОСП для конкретных задач, возникающих при принятии проектных решений. Перечень модулей информационных блоков приведен в таблице 5.1.

Основные модули информационных блоков ВОСП

Таблица 5.1.

Наименование модулей	Идеальная система	Реальная система	Параметры (шумы, случайные искажения и др. причины, вызывающие ошибку)
1	2	3	4
Передатчик (источник света, модуль-тор, источник электрического сигнала)	Не имеет флуктуаций интенсивности, распределение фотонов по квантовым состояниям определяется по закону Пуассона	Распределение фотонов по квантовым состояниям определяется формулой Манделя Флуктуации интенсивности оптического сигнала Флуктуации переднего и заднего фронтов Флуктуации длительности Межсимвольные искажения (МСИ)	Флуктуация модулирующего (электрического) сигнала - Нелинейность параметров тракта (ватт-амперной характеристики модулятора); - Неоптимальный подбор величины смещения, вызывающего задержку оптического импульса по отношению к модулирующему сигналу, расширение излучаемого оптического спектра

Наименование модулей	Идеальная система	Реальная система	Параметры (шумы, случайные искажения и др. причины, вызывающие ошибку)
1	2	3	4
Оптический кабель	Затухание-неоднородность материала волоконного световода, тепловая флуктуация показателя преломления (релеевское рассеяние). Потери на релеевское рассеяние определяют нижний предел потерь Соответствует закону Пуассона Отсутствует флуктуация порога, неточности процедуры решения и др Отсутствует флуктуация порога, неточности процедуры решения и др.	Затухание: 1. Собственное (материальное) 1. Квантовая эффективность аддитивных шумов 2. Мультипликативные шумы 3. МСИ флуктуация порога неточности процедуры решения	- Поглощение световых квантов элементом примеси - Релеевское рассеяние; - Вынужденное комбинированное рассеяние; - Вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна - Шум темнового тока; - Тепловой шум; - Шум фона (темнового источника); - Дробовой шум; - Шум лавины - Шумы, возникающие в процессе умножения фототока или усиления фототока - Шумы, возникающие из-за пространственной или временной неоднородности - Флуктуация временного положения импульсов - Неточность синхронизации, ограниченная полоса пропускания исходной цепи приемника - Неточность алгоритма обнаружения сигнала
Преобразователь кода	Идеальные модуляционные характеристики модулятора и оптического кабеля	Искажения формы сигналов МСН	- Затухание и дисперсия оптического кабеля - Нелинейность модуляционной характеристики

Отметим, что при рассмотрении моделей ВОСП из-за существенного отличия процессов в одномодовых и многомодовых оптических кабелях и режимов работы приемника (для прямого фотодетектирования, гетеродинного и других режимов работы) их автоматизированные модели целесообразно рассматривать отдельно.

С целью выявления приближения уровня реализации и потенциальных возможностей подсистем, а также оценки их качественных характеристик в таблице рассмотрены отдельно идеальные и реальные тракты ВОСП.

Для определения вклада каждой подсистемы в искажение передаваемых сигналов при составлении модели следует определить и оценить влияние и шумовые качества каждого элемента подсистемы в отдельности, после чего осуществить сравнение с аналогичными характеристиками идеальной подсистемы.

Рассмотренные выше особенности структуры и математического описания, определенные в результате системного анализа ВОСП, позволяют сформулировать наиболее характерные принципы построения САПР для данного класса объектов [139].

Предварительно отметим целесообразность отдельного рассмотрения САПР когерентных ВОСП с применением одномодовых волоконно-оптических линий связи (ВОЛС). В этом случае становится возможным использование фазовой и частотной модуляций, имеющих известное преимущество перед ВОСП прямого детектирования. В данном случае проектирование имеет много общего с проектированием многомодовых ВОСП прямого детектирования (моделирование линейных кодов, последетекторная обработка и др.), что особенно удобно при исследовании модели определения взаимосвязи между блоками системы с учётом диалога с ЭВМ в ходе моделирования.

Первый принцип построения САПР - последовательное сужение проектных решений. Он связан с тем, что для ВОСП общность электрических и оптических процессов в элементах системы проявляется в энергетических преобразованиях. Последнее зависит от основных нормативно-справочных характеристик источника излучения, оптического канала связи и фотоприемника. Поэтому для определения варианта этих характеристик можно проанализировать энергетическую эффективность приема и вероятность ошибки [135]. Одновременно можно варьировать характеристики линейного сигнала, к которым чувствителен такой показатель, как вероятность ошибки. Здесь особенно делается акцент

на диспаритетность кода (D), используемого для преобразования исходной двоичной последовательности в линейный сигнал.

Таким образом, на первом этапе осуществляется многовариантный анализ энергетического приема, который позволяет принять проектное решение по структурным элементам ВОСП и предварительно установить уровень диспаритетности кода. Различные варианты реализации первого этапа показаны в таблице 5.2.

Второй этап проектирования связан с окончательным выбором линейных кодов. Поскольку уровень диспаритетности линейных кодов, полученный на первом этапе, соответствует нескольким практически реализуемым алгоритмам, следует проанализировать каждый из них. Сравнительный анализ осуществляется по наличию дисперсии межсимвольных помех первого (МСП-1) и второго (МСП-2) рода совместно и в отдельности для различных линейных кодов с одновременным уточнением уровня вероятности ошибки, что позволяет оценить помехоустойчивость сравниваемых вариантов. На этом же этапе путем машинного анализа энергетических спектров линейных сигналов, делается вывод о наличии дискретной составляющей в спектре линейного сигнала, оценивается сложность реализации схемы синхронизации.

Таблица 5.2.

Варианты реализации многовариантного анализа энергетического приема

Элементы узлов ВОСП	В а р и а н т ы							
	1(базовый)	2	3	4	5	6	7	8
Форма инфор.имп-са (огibaющая)	Прямоугольная		Произвольная				Произвольная	
Способ передачи	С пассивной паузой				С активной паузой	С активной паузой	С активной паузой	С активной паузой
Источник излучения	Полупр-вый лазер	Светодиод				Светодиод		Светодиод
Оптический канал	Затухание α Дисперсия τ							

Детектор	Фотодиод			Нелавинный фотодиод				Лавинный фотодиод
Решающее устройство	Расчет порога к числу фотонов за время T		Расчет порога с разбиением тактового интервала T на подинтервалы					

Второй этап принятия проектных решений будем называть спектрально-дисперсионным анализом.

Третьим этапом является завершающий анализ проектирования системы с учётом статистических характеристик помех, полученных в результате экспериментальных исследований элементов оптической системы связи, выбора варианта алгоритма приема и последетекторной обработки [135, 140, 144, 179] (рис.5.4).

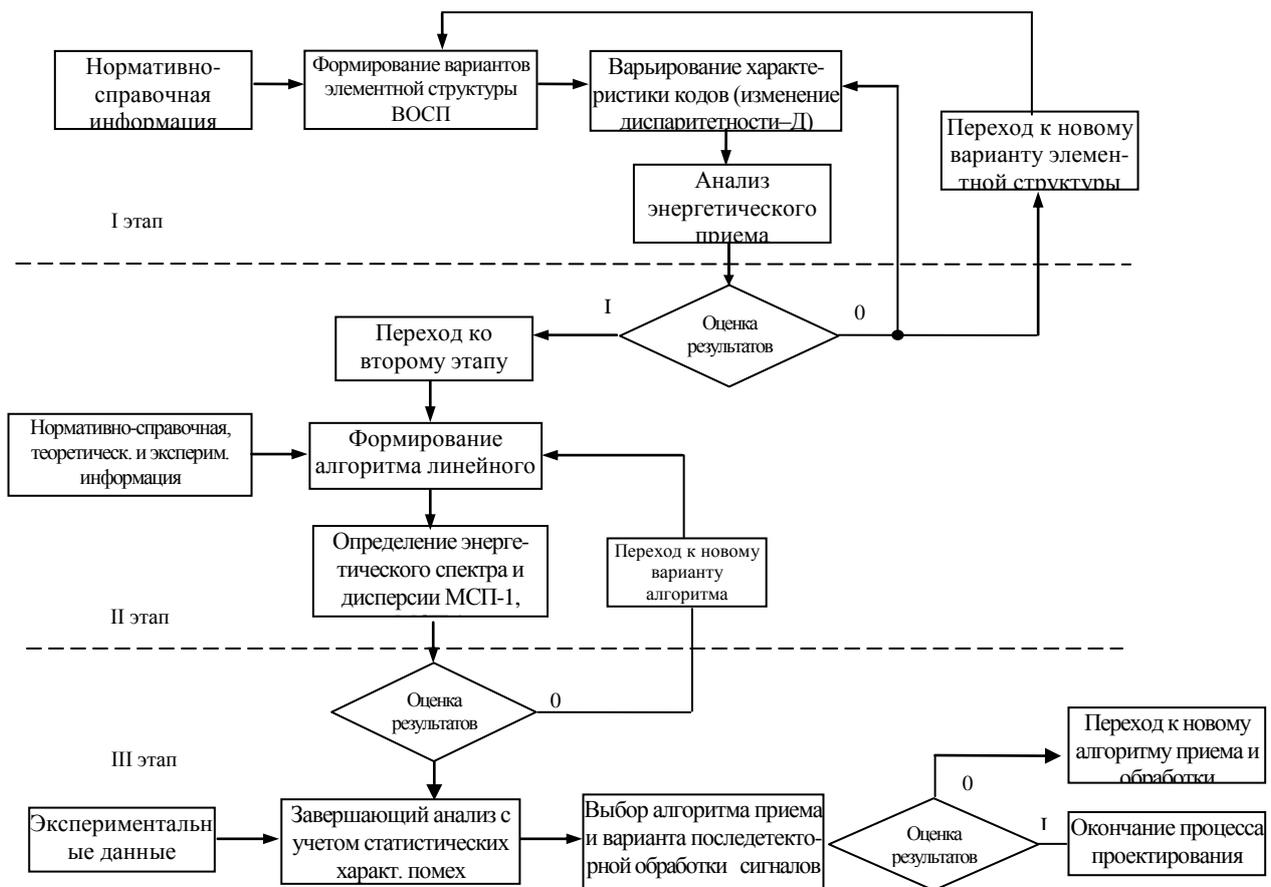


Рис.5.4. Структурная схема поэтапного принятия решений

Второй принцип построения САПР ВОСП – иммитационно-аналитическое моделирование электронно-оптических процессов, т.е. сочетание методов статистического и аналитического моделирования.

На первом этапе, когда имеется наиболее широкий набор проектных решений и требуется упрощение модели, охватывающей все элементы оптической системы связи, наиболее приемлемо иммитационно-статистическое моделирование процессов преобразования случайного числа фотонов в трактах ВОСП. На следующих этапах, ориентированных на уточненные расчеты, следует использовать аналитические модели которые учитывают преобразования в виде свертки оптических и электрических импульсов различной формы в трактах ВОСП с соответствующими передаточными функциями (импульсными характеристиками).

Третий принцип – это сочетание нормативно-справочной и экспериментальной информации об элементах ВОСП. Нормативно-справочная информация достаточна для реализации первого этапа проектирования, для остальных этапов необходимы экспериментальные данные, полученные на основе специальных измерений, и теоретические сведения, основанные на физических процессах в трактах ВОСП.

Для реализации САПР ВОСП в соответствии перечисленными принципами, необходимо на базе комплекса технологических средств типа АРМ организовать три основные подсистемы: информационного обеспечения с возможностью учета как нормативно-справочной информации (базы данных), так и экспериментальных данных; автоматизированного моделирования, позволяющего формировать и использовать как иммитационные, так и аналитические модели; принятия проектных решений с использованием информации первых двух подсистем для поэтапного выбора структуры и маршрутов проектирования элементов ВОСП.

САПР ВОСП при взаимодействии проектировщика в режиме диалога «человек-машина» объединяет возможности обработки баз данных с активным моделированием критических компонентов ВОСП [145, 147].

Процедура автоматизированного проектирования ВОСП включает 4 этапа.

На первом этапе осуществляются следующие функции:

организация базы данных элементов ВОСП и определение конфигурации сети (междугородная, зонавая, локальная, сеть с методами мультиплексирования и др.) на основе исходных требований и технико-экономических показателей.

Второй этап представляет собой непосредственно моделирование системы.

Как известно, общих способов построения математических моделей ВОСП на существует. Такие модели можно построить путем обобщения нормативно-справочной информации производителей элементов, экспериментальных данных и результатов исследования. Из различных вариантов выбирается окончательный способ моделирования.

На основе информации из библиотеки (базы) данных для каждого элемента определяется производитель.

С целью облегчения диалога «человек-машина» используются графические средства. При этом по желанию разработчика данные выводятся на дисплей или на печатное устройство. Моделирование учитывает все основные передаточные и шумовые характеристики системы, а также различные алгоритмы обработки сигналов в приемнике.

На заключительном этапе моделирования с помощью диалога осуществляется анализ основных характеристик ВОСП, оценивается степень соответствия модели реально существующим пространственно-временным структурам. При этом используемые для вычислений методы прикладного программирования обеспечивают разработчику системы гибкость изменения параметров проектирования; дают возможность изобразить графически зависимость формы и мощности единичного оптического символа от длины участка по мере прохождения по ВОСП.

Учитывая, что состав и характеристики ВОСП (источник, ОБ, фильтр, фотодиод, детектор, оптический соединитель, оптические ответвители и разделители оптических сигналов) являются критичными к изменению общих характеристик системы, в дальнейшем основная база данных не претерпевает изменений. Отдельно организуется база данных линейных сигналов, в которой содержатся необходимые сведения о двухуровневых и (при необходимости) многоуровневых линейных кодах.

На третьем этапе полученные путем моделирования характеристики сопоставляются с библиотекой базы данных линейных кодов. Линейные сигналы исследуются на соответствие специфическим требованиям: малые значения МСП-1 и МСП-2 при прохождении сигнала в линии, возможность контроля ошибок, простота схемного решения и т.п. Путем совместного анализа-сопоставления принимается компромиссное решение выбора линейного кода для данной ВОСП.

5.4. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА В ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Автоматизация моделирования процессов преобразования дискретных оптических сигналов в трактах оптических систем связи основана на реализации принципа энергетического приема по числу импульсов фототока n (фотоэлектронов) после фотодетектирования. В этом случае приемник содержит счетчик импульсов фототока и пороговое устройство с заданным $n_{пор}$. Техническая реализация счетчика при высоких скоростях и взаимных перекрытиях импульсов оказывается достаточно сложной, в связи с чем данный вариант не нашел практического применения. Наиболее перспективным подходом при моделировании является имитация числа фотоэлектронов n за время тактового интервала T [5,135,144,145]. При этом необходимо реализовать все этапы преобразования исходной двоичной последовательности в двоичный сигнал на выходе приемника. В качестве этапов преобразования рассмотрим следующие:

- генерирование исходной двоичной последовательности в виде линейного сигнала с использованием соответствующего алгоритма кодопреобразования;
- моделирование числа фотонов источника излучения за время тактового интервала T ;
- преобразование числа фотонов за время тактового интервала T ;
- моделирование числа фотоэлектронов с учетом характеристик фотодетектора (передача точной характеристики, характеристика и эффективность ввода η и др.);
- формирование двоичного сигнала на выходе приемника;
- определение вероятности ошибки;
- формирование оптимальной характеристики корректирующего усилителя с учётом искажений сигнала в предыдущих трактах.

Будем производить генерирование исходной двоичной последовательности на основании анализа зависимости вероятности ошибки в оптических системах связи от характера (статистики) расположения единиц и нулей линейного сигнала. При моделировании эта зависимость оценивается с помощью такой характеристики как диспаратетность D – разность числа единиц и число нулей в кодовых комбинациях заданной длительности, т.е. от структуры линейного кода с учетом максимального числа следующих друг за другом «1» и «0». Для того, чтобы оценить вероятность ошибки, установим также, что число моделируемых тактовых интервалов K должно превышать 10^4 . Примем дополнительно в качестве начального условия, что при используемых на практике длинах волн вероятность нулевого число фотонов имеет порядок 10^{-3} [137]. Далее весь период моделирования разбивается на блоки, внутри которых количество единиц и нулей генерируется с учетом диспаратетности. Таким образом можно установить характер зависимости вероятности ошибки от диспаратетности и тем самым - от вида линейного кода.

На втором этапе процедура формирования числа фотонов за время T зависит от типа источника излучения (лазер, фотодиод и т.д.) и способа передачи

сигнала. В случае использования лазера с одномодовым излучением при передаче дискретных сигналов с пассивной паузой за время тактового интервала T число фотонов определяются: для активного сигнала как

$$n_1^u = n_c + n_\phi, \quad (5.1)$$

где n_c – число регистрируемых фотонов когерентного излучения, которое является случайной дискретной величиной

для паузы как

$$n_2^u = n_\phi. \quad (5.2)$$

Энергия электромагнитного поля имеет дискретную природу – излучается и поглощается квантами h_f , где $h=0,624 \cdot 10^{-34} \frac{Вм \cdot с}{Гц}$ – постоянная Планка, f - несущая частота [137]. В соответствии с принципом неопределенности одновременное точное измерение всех параметров динамического состояния системы невозможно. В элементарном сигнале с заданной несущей частотой p и амплитудой (оггибающей) детерминирована может быть только средняя энергия P ,

$$P = n_c h f.$$

Моделирование числа фотонов $P(n_c)$ в элементарном сигнале с несущей частотой f детерминированной оггибающей при заданной средней энергии P число фотонов имеет минимальную неопределенность (дисперсию) и распределено по закону Пуассона

$$P(n_c) = \frac{m^n}{n!}, \quad (5.3)$$

с математическим ожиданием

$$\bar{n}_c = m = \frac{PT}{hf}; \quad (5.4)$$

и дисперсией

$$D(n) = \overline{(n - \bar{n}_c)^2} = \bar{n}$$

Отношение сигнал/квантовый шум

$$q = \frac{\bar{n}}{\sigma(n)} = \sqrt{n}$$

где $\sigma(n) = \sqrt{D(n)}$, увеличивается с увеличением энергии и уменьшением частоты сигнала.

Для N-модового теплового излучения

$$P(n_\phi) = C_{N+n_\phi+1}^{n_\phi} \frac{(\bar{n}_T)^{n_\phi}}{(1 + \bar{n}_T)^{N+n_\phi}}, \quad (5.5)$$

где, спектральная плотность средней мощности тепловых флуктуаций

$$G(f) = hf / \exp\left(\frac{hf}{kT} - 1\right). \quad (5.6)$$

T – температура шумов на входе приемника; $k=1,379 \cdot 10^{-23}$ ВТ/к·Гц – постоянная Больцмана.

Среднее число тепловых фотонов в каждом отчете

$$\bar{n}_t = \sigma(f) / (h \cdot f) \quad (5.7)$$

Согласно (5.6) в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах для тепловых источников с температурами ниже 1000К, среднее число фотонов в одном отчете $\bar{n}_T \ll 1$. В то же время среднее число фотонов в элементарном сигнале составляет по меньшей мере несколько единиц, в противном случае вероятность пропуска оказывается слишком велика. Таким образом, поскольку, а, влиянием теплового излучения можно пренебречь и принимать распределение Пуассоновским.

Преобразование значений n_1^u и n_2^u осуществляется с учетом характеристик оптических волокон: затухания α_k и уширения информационных импульсов (из-за дисперсии ОВ) - $\tau_{ши}$ на один километр длины оптического кабеля.

Поскольку

$$\alpha_k = 10 \lg \frac{P_{ши}}{P_c} \quad (5.8)$$

где $P_{\text{ин}}$ – мощность сигнала на выходе источника оптического излучения;

P_c – мощность сигнала на выходе световода.

Таким образом, количество фотонов n_I^I после прохождения сигнала через световод, с учетом затухания, определяется:

$$n_I^I = \frac{n_I^{\text{II}}}{10^{\frac{\alpha_k \cdot l_c}{10}}} \quad (5.9)$$

где l_c – длина световода,

n_I^{II} – число фотонов на выходе источника излучения (для паузы $n_0^{\text{II}} = 0$).

Ввиду того, что число фотонов пропорционально длительности прямоугольных импульсов (другие виды импульсов могут быть преобразованы за счет замены суммой прямоугольных импульсов), количество фотонов с учетом уширения импульсов будет рассчитываться:

в активной зоне

$$n_I^c = \frac{n_I^I T}{\sqrt{T^2 + (\tau_{\text{ин}} \cdot l_c)^2}}; \quad (5.10)$$

где T – длительность тактового интервала; l_c – длина световода,

для паузы:

$$n_0^c = n_I^I - n_I^c. \quad (5.9)$$

где n_I^I и n_I^c – соответственно, число фотонов с учетом затухания и уширения импульсов в световоде для предыдущего тактового интервала, содержащего 1.

Моделирование случайных дискретных чисел n_c и n_ϕ осуществляется в тактовых интервалах, в которых располагается единица путем генерирования двух значений случайного числа ξ , равномерно распределенных на интервале $[0,1]$, и сравнения их с нарастающей суммой вероятностей $P(n_c)$ и $P(n_\phi)$, а в тактовых интервалах, в которых располагается нуль – с помощью той же процедуры, но путем сравнения только с распределением $P(n_\phi)$. Структурная схема моделирования числа фотонов когерентного излучения представлена на рис. 5.5.

При фотодетектировании преобразование числа импульсов осуществляется с учетом значения квантового выхода фотокатода η и темневого тока фотокатода [145-147]:

$$n = n^c \eta + n_{\phi}^l, \quad (5.12)$$

где η – квантовый выход фотодетектора ($\eta < 1$); n_{ϕ}^l - количество фоновых фотоэлектронов, связанных с темневым током фотокатода (моделируется в соответствии с законом Пуассона).

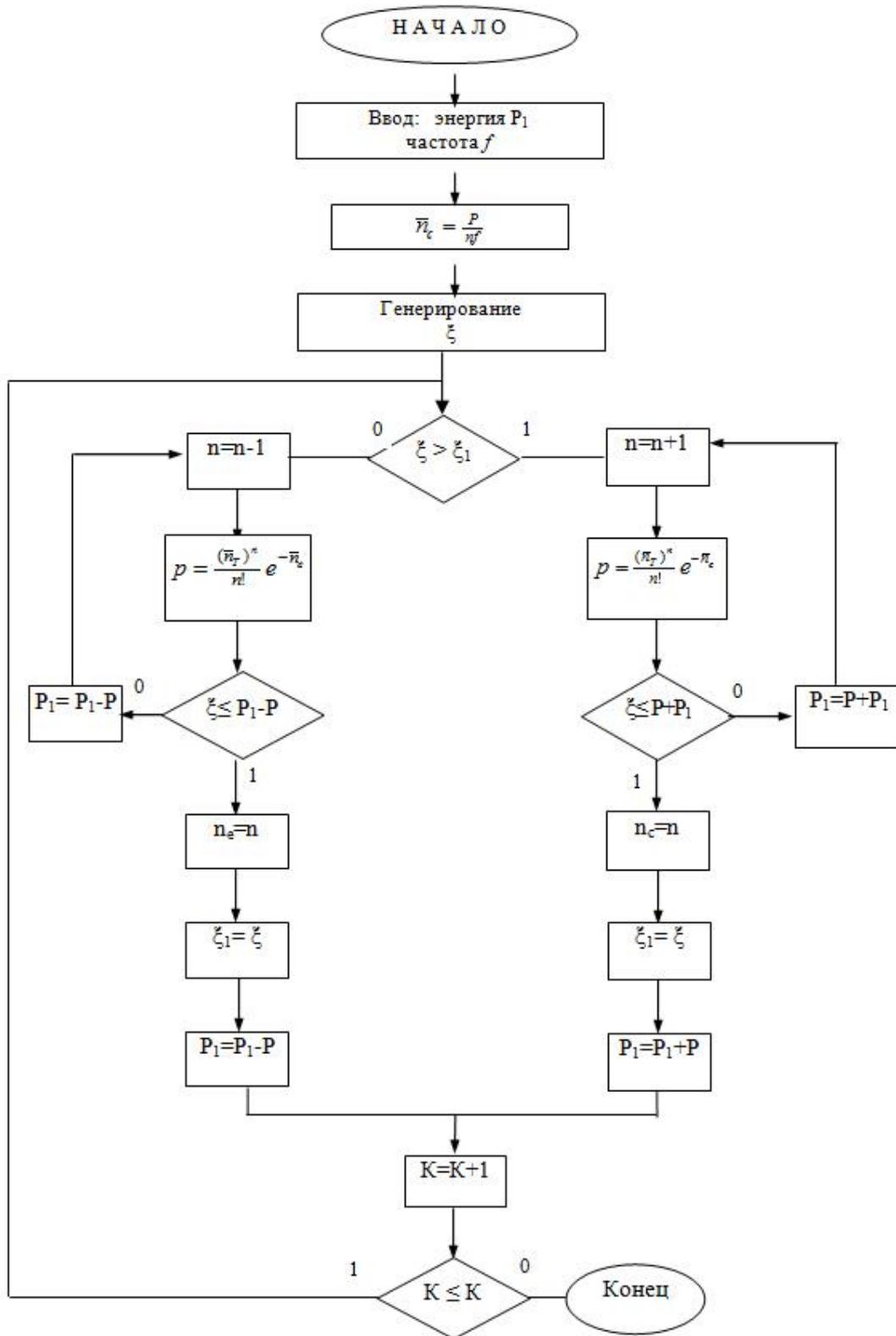


Рис. 5.5. Моделирование числа фотонов (n_c) когерентного излучения

Алгоритм моделирования числа фотонов N-модового излучения приведен на рис. 5.6.

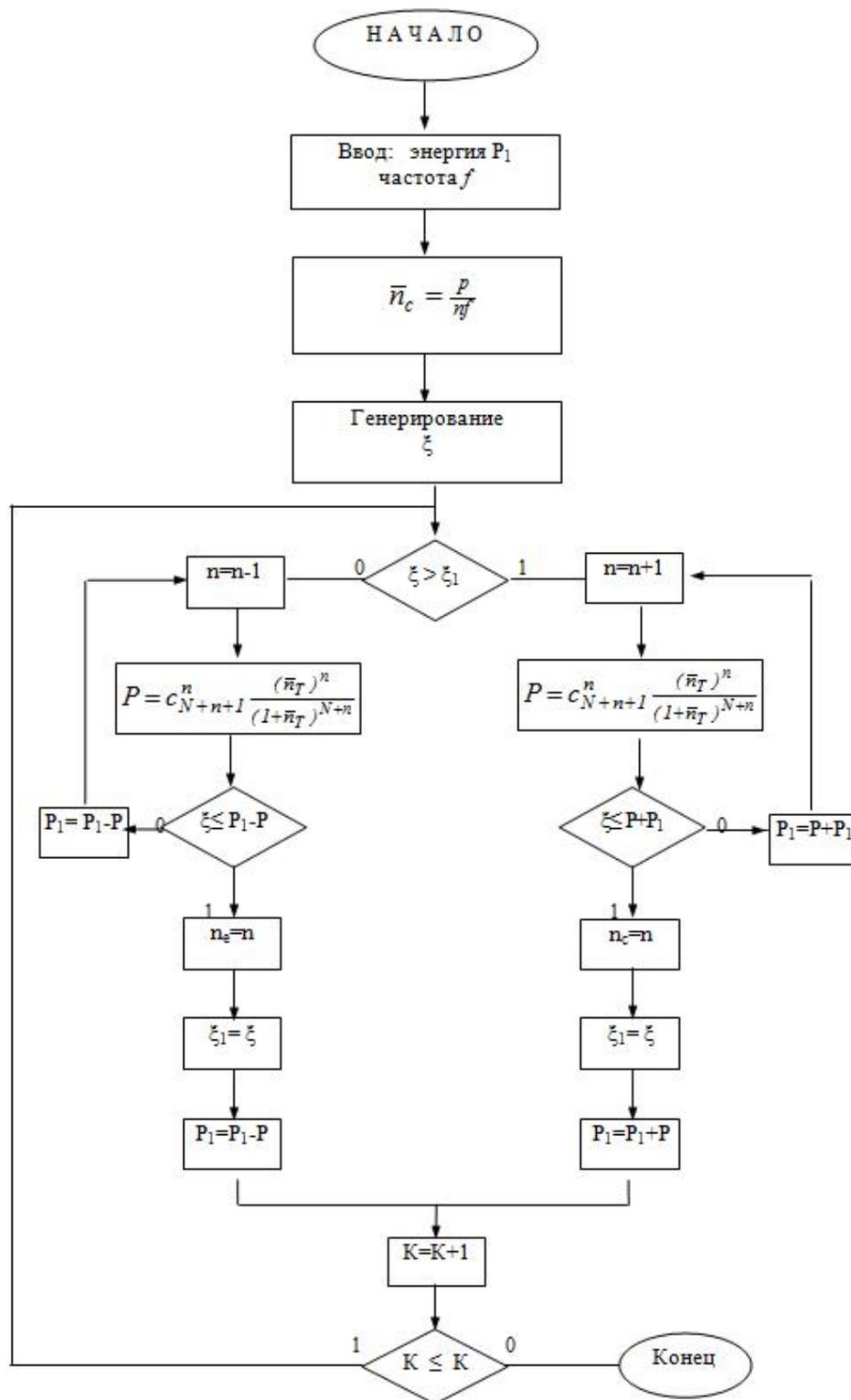


Рис. 5.6. Моделирование числа фотонов N-модового излучения

В приемнике реализуется следующий алгоритм.

Определяется значение порога чувствительности приемника исходя из вычисленного ранее по (5.4) и (5.6) среднего числа сигнальных \bar{n}_c (5.4) и тепловых \bar{n}_T (5.7) фотонов за время тактового интервала:

$$n_n = \frac{\bar{n}_c}{\ln(1 + \bar{n}_c/\bar{n}_T)}. \quad (5.13)$$

Если выполняется условие $n \geq n_n$, то на выходе приемника сигнал, соответствующий -1 , если $n < n_n$, то на выходе приемника сигнал соответствующий -0 .

На каждом тактовом интервале осуществляется сравнение единиц и нулей на выходе приемника с исходной последовательностью и подсчитывается количество единиц, принятых за $0(K_1)$, и количество нулей, принятых за $1(K_2)$. Далее вычисляется вероятность пропуска сигнала:

$$P_1 = \frac{K_1}{K}, \quad (5.14)$$

и вероятность ложного обнаружения:

$$P_2 = \frac{K_2}{K}, \quad (5.15)$$

а вероятность ошибки

$$P = 0,5(P_1 + P_2). \quad (5.16)$$

Автоматизированные процедуры моделирования позволяют реализовать многовариантный анализ энергетического приема и выбрать типы узлов ВОСП (источник излучения, ОБ, фотоприемник), а также линейный код по уровню диспаратности кода, которые обеспечивают приемлемый уровень вероятности ошибки.

Структурная схема многовариантного анализа энергетического приема оптических сигналов приведена на рис. 5.7.

На рис. 5.8. приведен алгоритм имитационного моделирования оптического канала связи.

Результатом работы явилось создание программы иммитационного статистического моделирования оптического канала связи в соответствии 5.1-

5.16. Алгоритм функционирования приведен на рис. 5.8, а на рис. 5.9 – алгоритм подпрограммы моделирования оптического квантового генератора.

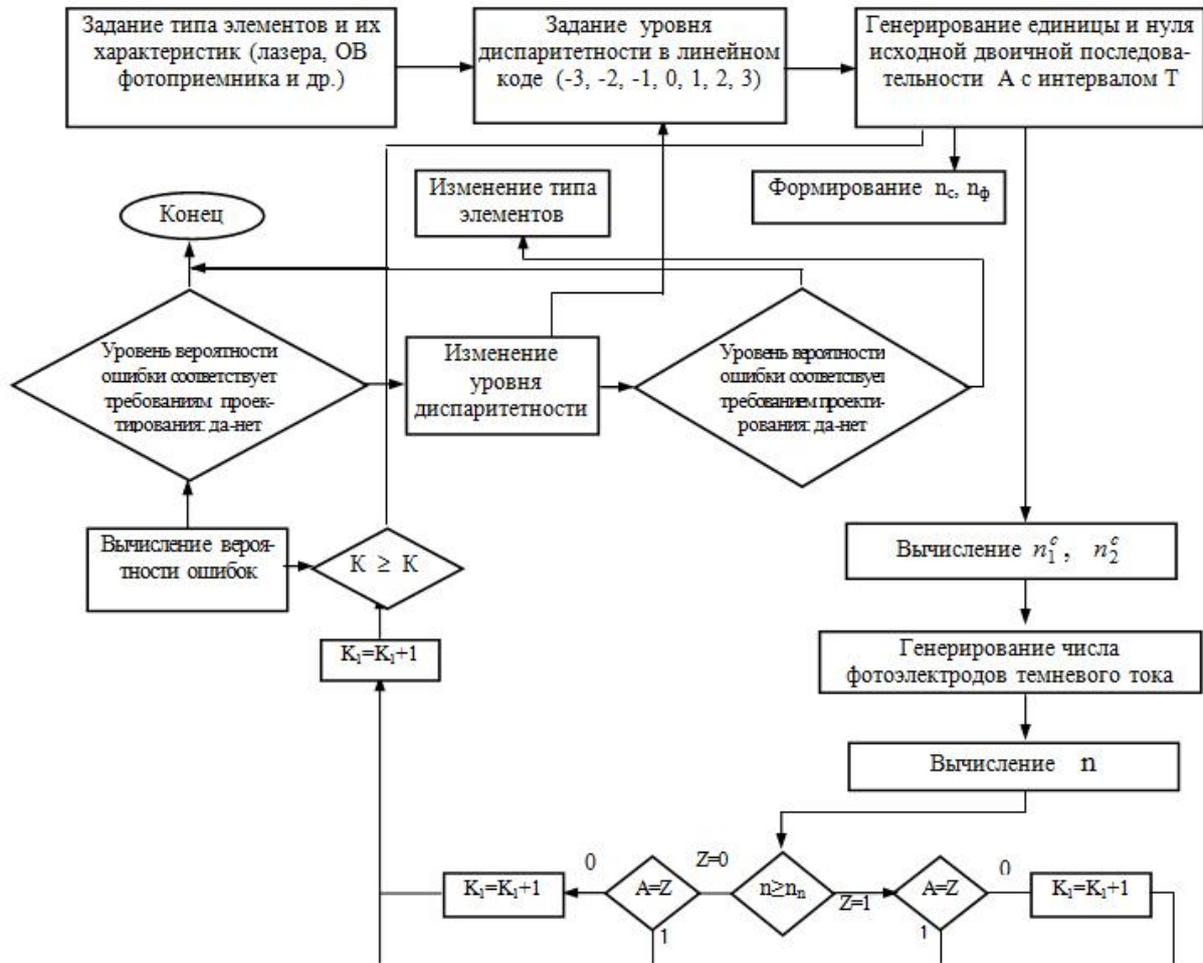


Рис. 5.7. Структурная схема многовариантного анализа энергетического приема оптических сигналов

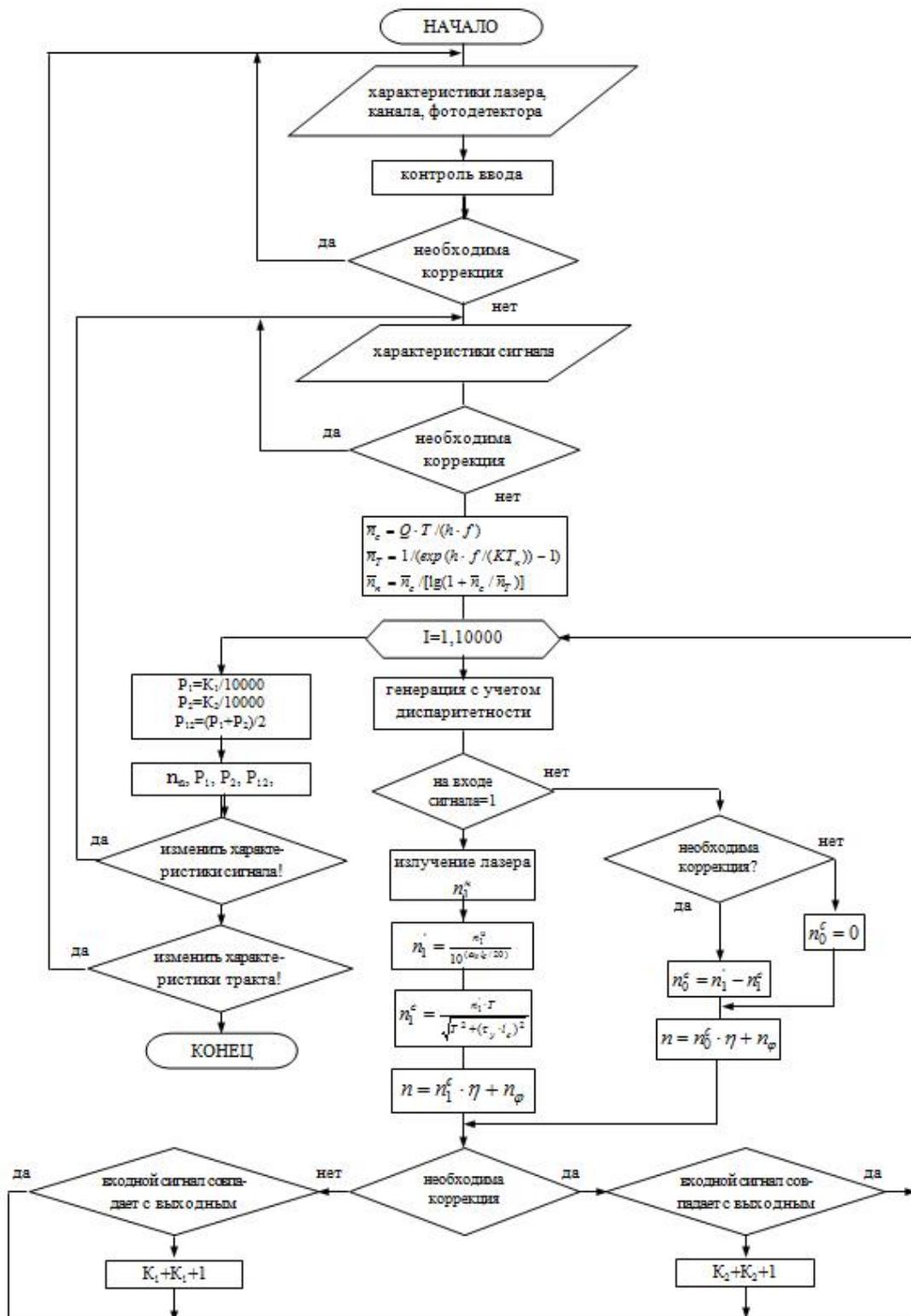


Рис. 5.8. Алгоритм имитационного моделирования оптического канала связи

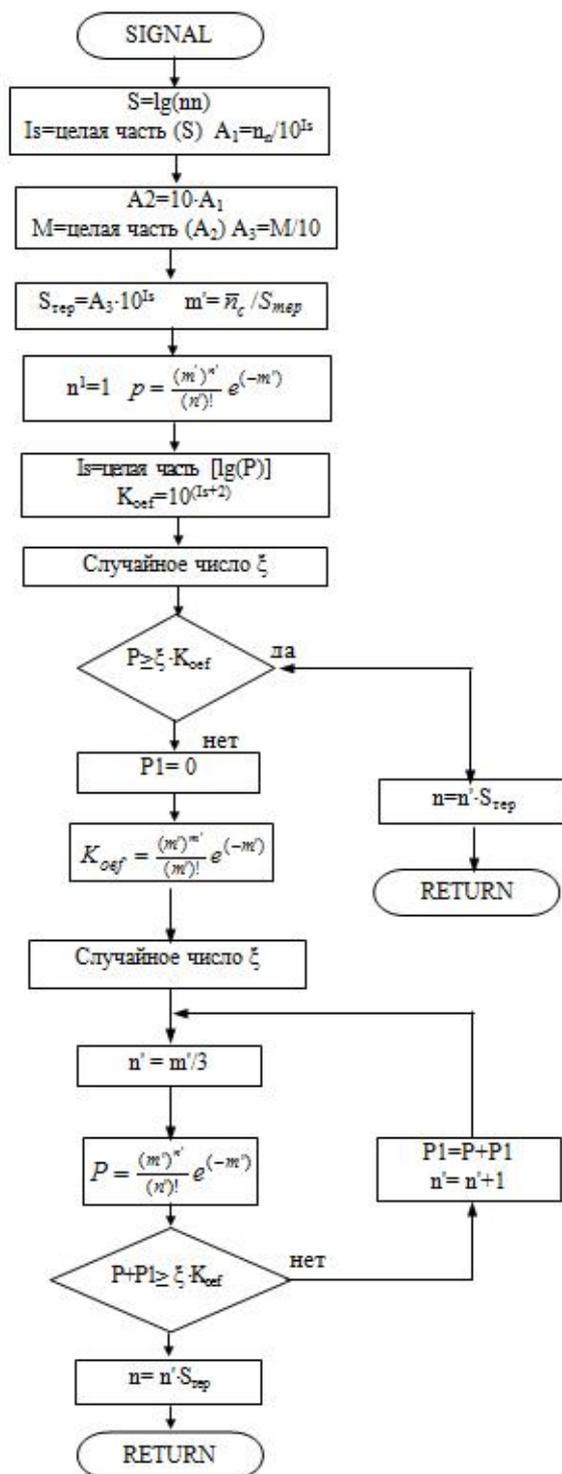


Рис. 5.9. Алгоритм подпрограммы моделирования оптического квантового генератора

Для моделирования числа фотонов, испускаемых оптическим квантовым генератором за время тактового интервала, использован следующий метод: в

связи с тем, что расчет вероятности по (5.3) практически невозможен из-за больших значений n_c и n переходим к условным обозначениям \bar{n}_c' и n' .

Моделирование числа фотонов осуществляется путем сравнения случайного, равномерно распределенного числа с нарастающей суммой $P(n_c')$. Выбор нормирующего коэффициента производится исходя из значения $P(\bar{n}_e)$, т.к. значение $P(n_c')$ максимально при $\bar{n}_e' = n'$. Единичному шагу изменения условного значения \bar{n}' соответствует реальный шаг, величина которого выбирается исходя из расчетного ранее порога чувствительности. По окончании процесса моделирования осуществляется переход к реальному значению количества фотонов излучения n_e .

Учтены также возможные флуктуации характеристик оптического квантового генератора, которые могут привести к искажению информации на выходе. Это проявляется в том, что количество испускаемых фотонов может оказаться ниже, чем значение порога чувствительности.

Алгоритм подпрограммы моделирования оптического квантового генератора приведен на рис. 5.9.

5.5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Для подтверждения некоторых теоретических результатов, изложенных в гл. 2-4, было проведено макетирование и экспериментальное исследование ВОСП, а также разработаны средства (приборы и устройства), позволяющие осуществить исследование параметров и характеристик процессов в ВОСП.

Экспериментальные исследования, в основном, осуществлялись по трем направлениям:

- экспериментальное исследование линейного тракта ВОСП с различной скоростью передачи, в том числе при прохождении цифровых ТВ сигналов, при реализации некоторых линейных кодов;

- разработка прибора с целью изучения основных характеристик линейных сигналов ВОСП и электрических систем связи;
- разработка средств, позволяющих осуществить исследования некоторых характеристик элементов ВОСП.

5.5.1. Экспериментальная волоконно-оптическая система передачи [148]

С целью проведения исследования по использованию ВОСП и при реализации некоторых линейных кодов для передачи цифровых сигналов, был разработан макет экспериментальной цифровой ВОСП (ЦВОСП), блок-схема которой приведена на рис. 5.10.

Экспериментальная ЦВОСП состоит из оконечной аппаратуры цифровой системы передачи, линейного тракта и комплекса измерительных приборов (ОГ-5-87, ИКО 832). Передаваемый цифровой сигнал поступает в электронно-оптический преобразователь (ЭОП) типа ПОМ-3, выход которого соединен с оптическим кабелем ОК-50-1-5-1. Конец оптического кабеля подключен к опто-электронному преобразователю ПРОМ-3, где оптический сигнал преобразуется в электрический и подается на вход приемной цифровой системы передачи.

Основные данные экспериментальной ЦВОСП приведены ниже.

Передатчик ПОМ-3 представляет собой передающий оптический модуль, который оснащен полупроводниковым лазерным диодом (ЛД) ИЛПН-204 (для контроля работы используется встроенный в корпус передатчика кремниевый р - i - n фотодиод).

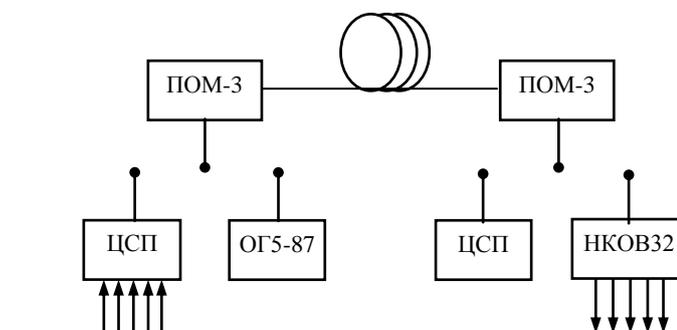


Рис. 5.10. Макет экспериментальной цифровой волоконно-оптической системы передачи

ПОМ-3 имеет следующие основные параметры:

- средняя мощность импульса излучения при диаметре ОВ 50 мкм и выходной числовой апертуре 0,2, - $1 \cdot 10^{-3}$ Вт;
- максимальная частота повторения импульсов запуска и импульсов излучения - $55 \cdot 10^6$ Гц;
- отношение средней мощности импульса выходного полезного излучения к мощности фонового излучения, не менее – 10.

Приемник ПРОМ-3 представляет собой приемный оптический модуль и оснащен кремниевым фотодиодом 2Д 124А.

ПРОМ-3 имеет следующие основные параметры:

- длина волны – $830^{+0,05}_{-0,03}$ нм;
- порог чувствительности при вероятности ошибки приема $P_{\text{ош}} = 10^{-9}$, - $3.1 \cdot 10^{-6}$ Вт;
- динамический диапазон по мощности -13 дБ;
- частота повторения входных импульсов излучения: $34,5 \cdot 10^6$ Гц.

Стационарный волоконно-оптический кабель ОК-50-1-5-1 на основе градиентного волокна с диаметром сердцевины 50 мкм характеризуется следующими данными:

- длина кабеля – 1 км;
- затухание кабеля - 5 дБ/км.

В макете используются два отрезка кабеля длиной 0,5 км. Соединение кабеля с ПОМ-3, ПРОМ-3 и между собой осуществляется при помощи оптических разъёмов с диаметром наконечника 3,6 мм. Общее затухание тракта составляет 8 дБ/км.

При передаче псевдослучайной последовательности (ПСП) с периодом $2^{15}-1$ и реализации кодов RZ-25%, CM1, BI-L на стандартных (2,048 Мбит/С, 8,448 Мбит/с, 34,368 Мбит/с) и промежуточных скоростях передачи вероятность ошибки не превышает 10^{-10} .

Во втором варианте путем введения в оптическую линию дополнительного затухания аттенюатором ухудшалась работа системы. (Такого эффекта можно добиться также путем разъюстировки оптических разъемов, соединяющих отрезки кабелей).

Макеты комплекса экспериментальной ВОСП и экспериментальной ВОЛС показаны на рис. 5.11, 5.12 [149-151].

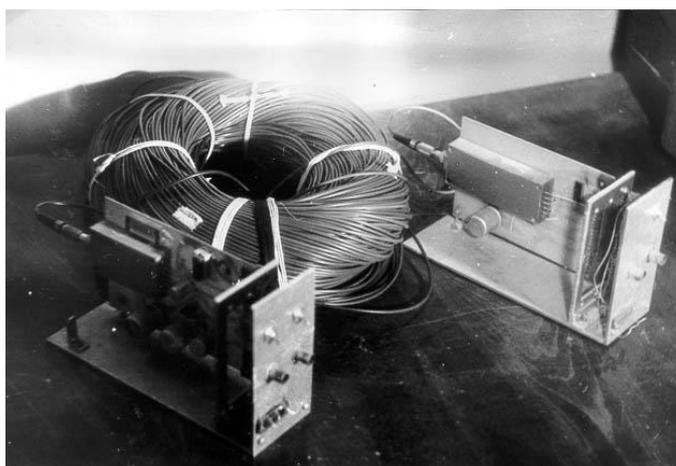


Рис. 5.11. Макет волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) с оптическим кабелем

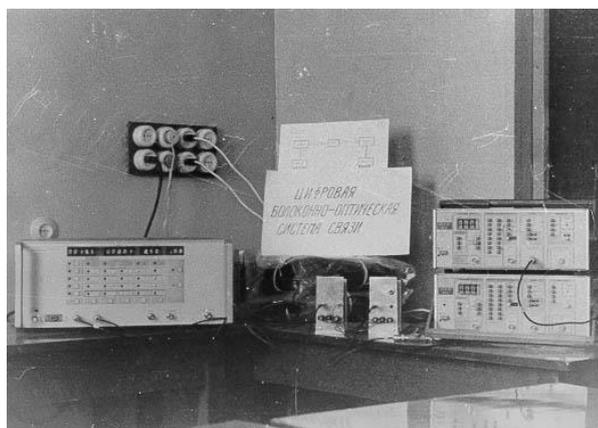


Рис.5.12. Комплекс экспериментальной волоконно-оптической системы передачи

На рис.5.13. представлены осциллограммы элементарных импульсов линейного кода при скорости передачи 16 Мбит/с:

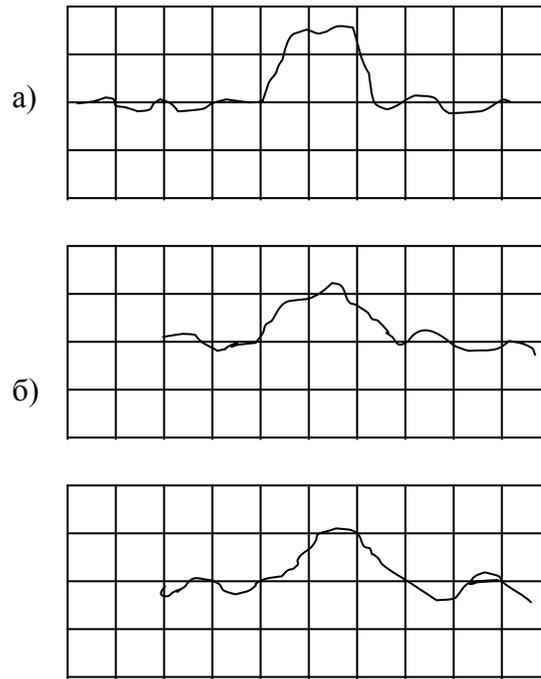


Рис.5.13. Осциллограммы импульсов при скорости передачи 16 Мбит/с:

- а) на входе ВОЛС; б) на выходе приемного фотодетектора в первом варианте - без введения дополнительного затухания; в) – на выходе приемного фотодетектора при введении дополнительного затухания.

На рис.5.14. представлена зависимость вероятности ошибки от скорости передачи при использовании линейных кодов 1 -RZ, 2 -CMI, 3 -BI-L. Во втором варианте эксперимента оценка вероятности ошибок производилась путем многократного измерения с применением приборов ОГ5-87 (генератор оптических и электрических импульсов) и прибора 832 - измерителя коэффициента ошибок.

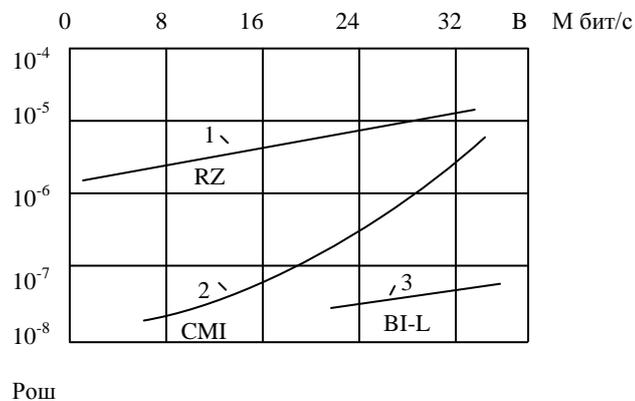


Рис. 5.14. Зависимость вероятности ошибки от скорости передачи при применении линейных кодов 1-RZ, 2-CM1, 3-BI-L

Для всестороннего исследования ВОСП требуется тщательный анализ физических процессов, происходящих в ВОЛС, в том числе и учёт потерь на изгибе в оптических кабелях [158].

На основе проведенных экспериментальных исследований ЦВОСП можно заключить следующее:

- при введении в линию дополнительного затухания ухудшается форма сигнала на выходе ВОСП, а вероятность ошибки увеличивается в зависимости от типа используемого линейного сигнала;

- на сравнительно низких скоростях передачи линейный сигнал CM1 дает лучшие результаты, чем сигналы типа RZ;

- уменьшение вероятности ошибки в линейном сигнале BI-L (бифазный абсолютный) по сравнению с другими линейными сигналами (RZ и CM1) объясняется тем, что его структура обеспечивает наиболее благоприятный режим работы для схемы выделения тактовой частоты (диспаритетность кода BI-L равна нулю, а для кода CM1 имеет границы ± 2);

- эксперимент подтвердил, что ВОЛС дает возможность безыскажённой передачи цифровых речевых и ТВ сигналов при скоростях 2,048 Мбит/с и 24 Мбит/с соответственно.

5.5.2. Экспериментальная волоконно-оптическая система для передачи цифровых телевизионных сигналов со скоростью 108 Мбит/с [181]

Как показала практика, использование ВОСП является перспективным при распределении ТВ программ от земных спутниковых станций.

С целью разработки концепции построения сравнительно простых систем передачи цифровых ТВ-сигналов на малые расстояния с применением ВОЛС, а также для обеспечения выбора соответствующего метода линейного кодирования, была построена экспериментальная ВОСП. Следует отметить, что при использовании широкополосных ВОЛС для передачи сигналов на малые расстоя-

ния применение сложных методов сокращения избыточности неэкономично и поэтому для аналого-цифрового преобразования полного ТВ-сигнала системы СЕКАМ используется метод отдельного кодирования составляющих этого сигнала с помощью линейной импульсно-кодовой модуляции. Частота дискретизации в канале яркости составляет 12 МГц, а в канале цветности – 2,4 МГц. Квантование как яркостного, так и цветоразностных сигналов осуществляется на 256 уровнях. Цветоразностные сигналы передаются во время строчных гасящих импульсов, а сигналы звукового сопровождения – во время кадровых гасящих импульсов. Таким образом, на выходе кодера источника формируется поток со скоростью 96 Мбит/с. Передача телевизионных (ТВ)-сигналов с такой скоростью, без регенерации на участке более 20 км даже в том случае, когда отсутствует преобразование исходного NRZ-формата в линейный, возможно только при использовании одномодового ОВ, в котором увеличение расстояния ограничивается в основном затуханием (на длине волны 1,3 мкм дисперсия практически отсутствует). В качестве квантово-электронных модулей использовались серийно выпускаемые модули типа ПОМ-6 и ПРОМ-6. Как было отмечено выше, основные характеристики высокоскоростных ВОСП (метод обработки сигналов в линии, система контроля ошибок в регенераторах, система синхронизации) в значительной степени зависят от выбора типа линейного сигнала.

При выборе линейного кода для рассматриваемой системы основными требованиями являлись: простота схемной реализации кодера и декодера, минимальное значение относительной скорости передачи в линии, возможность выделения синхрочастоты и обнаружения ошибок, минимальное размножение ошибок в декодере, возможность подавления джиттера.

Как ожидалось, первому из перечисленных требований максимально удовлетворяет линейный сигнал класса 1В2В, к достоинствам которого относится также то, что максимальное число следующих друг за другом символов одинакового уровня достаточно мало (2-4), и при соотношении информационных и дополни-

тельных символов, равном 0,5, достигаются неплохие показатели сбалансировки. Однако при этом скорость передачи в линии увеличивается в два раза, что исключает применение линейного сигнала этого класса на высоких скоростях. Второму требованию максимально удовлетворяют блочные сигналы класса $mVnV$ ($m \geq 2, n > m$) и сигналы со вставками классов $mV1C$, $mV1P$ и $DmV1M$ при достаточно больших значениях m . Однако для реализации кодека блочного кода $mVnV$ требуется более сложная схема ячейки памяти по сравнению с кодами $mV1P$ и $DmV1M$, т.к. в этом случае алгоритм кодопреобразования задается в виде таблицы. Кроме того, увеличение числа m приводит к задержкам в передаче.

Эксперимент подтвердил, что коды со вставками характеризуются следующими достоинствами:

- схемы кодера и декодера кодов со вставками отличаются простотой и малыми габаритами, поскольку алгоритмы кодопреобразования достаточно удобны для реализации;
- структура соответствующих линейных сигналов позволяет эффективно бороться с джиттером, что особенно важно при передаче по ВОЛС ТВ-сигналов;
- по такому показателю, как коэффициент размножения ошибок, коды со вставками значительно превосходят блочные коды $mVnV$.

Однако следует отметить, что по возможности обнаружения ошибок блочные коды имеют лучшие показатели, чем коды со вставками.

На основе проведенного анализа был выбран линейный код $8V1C$, при использовании которого, скорость передачи в линии составляла 108 Мбит/с.

Проведенные экспериментальные исследования подтвердили, что на сравнительно малых расстояниях без регенерации и при высоких скоростях передачи выбранный вариант ВОСП является наиболее эффективным в эксплуатации.

5.6. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КОДЕК ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ВОСП [152]

Универсальный кодек линейного тракта был разработан для исследования линейных кодов класса $1V2V$ волоконно-оптических систем передачи. Кодек

может быть использован также для изучения линейных кодов при проведении лабораторных работ по курсу «Волоконно-оптические системы передачи» в учебных институтах. Прибор может быть использован в сочетании с измерителем коэффициента ошибок 832.

Кодек линейного тракта позволяет производить прямое и обратное кодообразование практически для всех существующих линейных кодов класса 1В2В.

Кодек работает как с электрическими, так и оптическими сигналами. Для преобразования электрических сигналов в оптические и наоборот он содержит передающий оптический модуль (ПОМ) и приемный оптический модуль (ПРОМ).

Кодек может стать составной частью комплекса измерительного оборудования волоконно-оптической системы передачи, систем электрической и других видов связи.

Основные области применения: оптическая и электрическая связь, системы передачи информации.

Описание прибора

Внешний вид прибора представлен на рис.5.15.

Блок схема прибора (рис.5.16) состоит из кодера 1, декодера 2, генератора квазислучайных сигналов 3, генератора тактовой частоты 4, передающего оптического модуля 5, приемного оптического модуля 6 и блока питания 7.

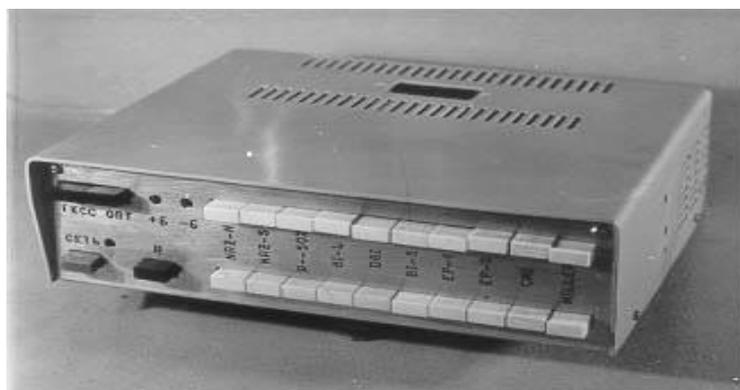


Рис.5.15. Внешний вид универсального кодека линейного тракта

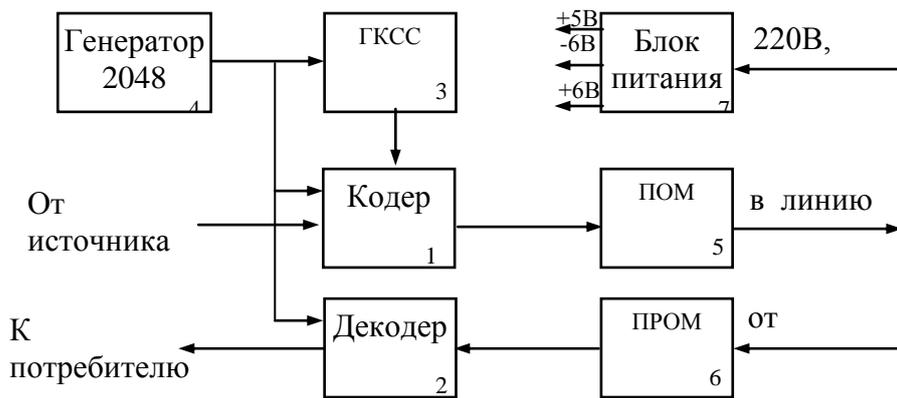


Рис. 5.16. Блок-схема универсального кодека линейного тракта

На рис.5.17 приведен вид задней панели прибора и схема включения оптического кабеля.

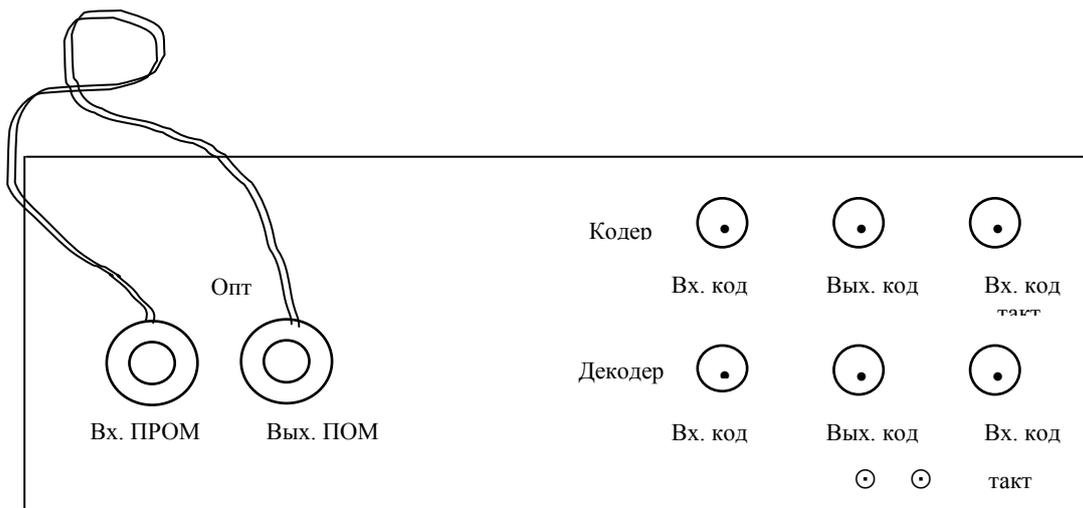


Рис.5.17. Задняя панель прибора и схема включения оптического кабеля
Режим работы от внешнего источника информации

В этом режиме прибор работает при отжатой кнопке генератора квази-случайных сигналов (ГКСС). Входная информация от внешнего источника в виде двоичной последовательности и сигнала тактовой частоты поступает на входные клеммы задней панели кодека (соответственно «Вх.кодер электр.» и «Вх.такт частоты»).

С помощью переключателей на передней панели устанавливается тип кода в кодере. Линейный сигнал поступает на выходные клеммы задней панели

«Вых.кодера электр.», «Вых.кодера оптич.» в зависимости от режима работы кодека (электрический или оптический).

После прохождения электрической (оптической) линии, сигнал поступает на входные клеммы декодера, расположенные на задней панели (соответственно «Вх.дек. электр.» и «Вх.дек.оптич.»). Восстановленный в декодере исходный сигнал снимается с клеммы «Вых.дек.».

Режим работы прибора (электрический или оптический) выбирается с помощью переключателя «Опт.» на передней панели (при нажатии кнопки «Опт.» прибор работает в оптическом режиме, при отжатии - в электрическом).

Автономный режим работы

В автономном режиме работы генератор тактовой частоты генерирует колебание с частотой 2048 кГц, которое подается на ГКСС, а также – на соответствующий вход кодера. На передней панели кодека с помощью переключателей устанавливается нужный тип кода.

В оптическом режиме работы (при нажатии кнопки «Опт.» на передней панели) сформированный в кодере линейный сигнал поступает на вход ПОМ, с выхода которого оптический сигнал подается на соответствующий выход кодека (клемма «Вых.код.опт» на задней панели). В электрическом режиме работы линейный сигнал поступает непосредственно на выход кодека (клемма «Вых.код.электр.» на задней панели).

Исследуемая линия (оптический или электрический кабель) подключается к выходным клеммам кодера (соответственно «Вых.код.опт.» или «Вых.код. электр.»). Оконечные выводы участков подключаются к соответствующим входным клеммам декодера («Вх.код.опт.» или «Вх.код.электр.»).

Кодер и декодер прибора могут работать независимо друг от друга.

Для выбора типа линейного кода на передней панели установлены два переключателя.

Для соблюдения режима работы лазера прибор снабжен устройством, обеспечивающим задержку отрицательного напряжения – 6 В двухполярным питанием ПОМ. На передней панели расположены световые индикаторы "+6В", "-6В". При работе в оптическом режиме (нажатие кнопки «Опт» на передней панели) должен загореться световой индикатор под надписью "+6В", а через несколько секунд – световой индикатор "-6В".

Основные технические данные прибора

Тип линейных кодов - RZ, NRZ-M, NRZ-S, BI-L, DBI, BI-S, EP-1, EP-2, CMI, Миллер.

Габариты прибора – 235 x 195 x 75 мм.

Вес – 2 кг.

Диапазон рабочих частот в режиме:

Режимы работы:

а) от внешнего источника информации – до 10 Мбит/с

б) в автономном режиме работы – 2,048 Мбит/с

Режимы работы -

- оптический
- электрический

Длина волны в оптическом режиме работы прибора – 0,85 мкм; (возможно 1,3 мкм и 1,55 мкм).

Средняя мощность импульса выходного полезного излучения при диаметре светового сопряжения 200 мкм и выходной числовой апертуры 0,3 – $2 \cdot 10^{-3}$ Вт.

Порог чувствительности ПРОМ при вероятности ошибки приема - $P_{\text{ош}}=10^{-9}$.

Динамический диапазон по мощности – 10 дБ

Электрические выходные уровни ПОМ и ПРОМ соответствуют уровням ТТЛ (напряжение логического «0», напряжение логической «1» - 2,5)

Потребляемая мощность прибора не более – 6 Вт.

Режимы работы:

- оптический – с помощью нажатия кнопки "Опт",
- электрический – с отжатой кнопкой «Опт».

В зависимости от режима работы к соответствующим клеммам на задней панели подключаются участки оптического или электрического кабеля.

С помощью набора переключателей на передней панели выбирается тип линейного кода как для кодера, так и для декодера.

В универсальном кодеке линейного тракта ВОСП применяется устройство для преобразования цифровых сигналов, которое защищено авторским свидетельством [154].

Преимуществом разработанного на основе этого изобретения устройства является расширение его функциональных возможностей за счёт введения алгоритма образования не только линейного кода СМІ, но и линейных кодов RZ-L, VI-L и VI-S, в то время как существующий ранее вариант можно было использовать только для образования линейного кода СМІ, обладающего низкой помехоустойчивостью.

5.7. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ТРЕХКООРДИНАТНЫЕ МИКРОПОЗИЦИОНЕРЫ С РУЧНЫМ И АВТОМАТИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ [151, 155, 178]

Микропозиционер координатного типа МП-1, обеспечивающий юстировку в трех координатах и позволяющий проводить высокоточные измерения параметров волоконно-оптических световодов, был разработан на кафедре междугородной и международной электросвязи Грузинского технического университета при участии кафедры ОСПИ ЛЭИС им. М.А. Бонч-Бруевича (ныне Санкт-Петербургский технический университет телекоммуникации и информатики) (рис.5.18).

Микропозиционер удобен и прост в эксплуатации, легко подвергается разборке и сборке. При необходимости можно использовать одно- или двухкоординатное устройство.

В комплект микропозиционера входит устройство для крепления оптических волокон разных диаметров. Крепление волоконных световодов можно осуществить путем применения как механического, так и магнитного держателя.

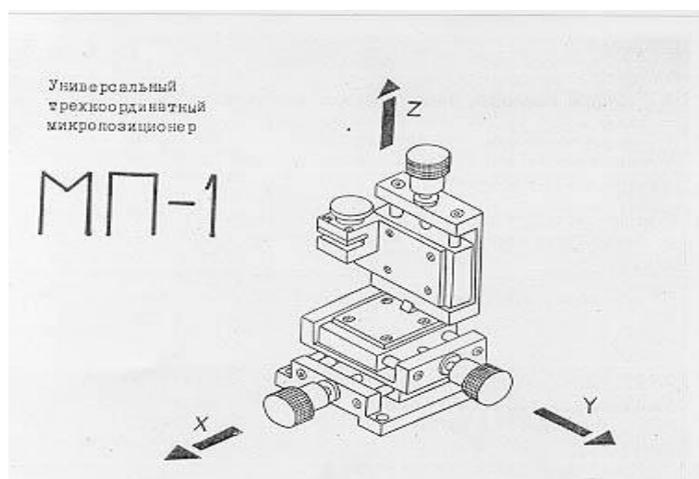


Рис. 5.18. Универсальный микропозиционер координатного типа МП-1

Габариты – 110X110X150мм (при полном перемещении – 12 мм).

Диапазон перемещения по каждой координате – 12 мм.

Угловой уход в пределах полного перемещения по каждой координате не более 10^{-3} рад.

Габариты (ориентировочные) 60×60×80 мм (при полном перемещении – 5 мм).

Диапазон перемещения по каждой координате – 5 мм.

Угловой уход в пределах полного перемещения по каждой координате не более 10^{-6} рад.

Был освоен также выпуск различных модификаций координатных и угловых микропозиционеров, (рис.5.19, 5.20).

Разработана (при сотрудничестве Северо-Западного политехнического института, Санкт-Петербург) система измерения и контроля параметров ВОСП с шаговым двигателем и микропроцессорным устройством управления (рис.5.21) [151]. В частности, при измерении модального шума лазерных и светодиодных источников излучения модальный шум провоцируется оптическим волокном и

наблюдается при использовании узкополосных лазерных источников излучения в сочетании с многомодовым оптическим волокном [159].

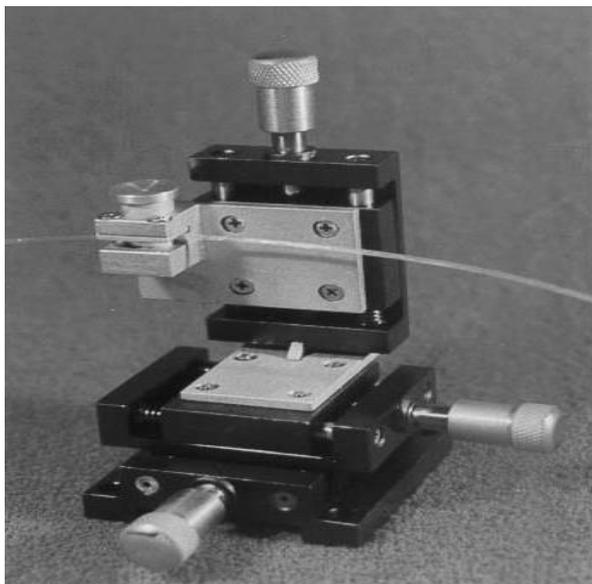


Рис.5.19. Внешний вид микропозиционера МП-1 с держателем оптического волокна

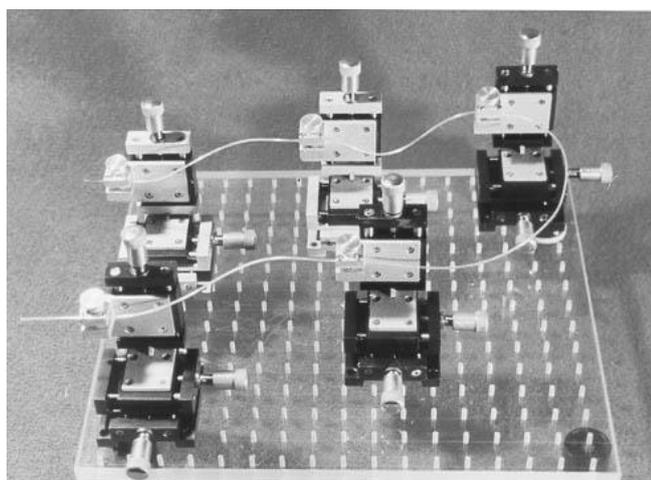


Рис.5.20. Общий вид стенда микропозиционеров

Когерентное излучение лазера возбуждает в многомодовом волокне ряд мод распространения. До тех пор, пока сохраняется их относительная когерентность, наблюдаемая на конце волокна картина излучения имеет вид известной спекл-структуры, порождаемой лазерным излучением. Она является результатом как конструктивной, так и деструктивной интерференции, наблюдаемой в любой заданной плоскости. При прохождении достаточно большого расстояния межмодовая дисперсия вызывает появление относительных задержек между

различными модами, превосходящими по величине время когерентности света в каждой моде, после чего спекл-картина исчезает в однородном излучении фона.

Присутствие спекл-картины само по себе не является достаточным условием для возникновения модального шума. Для его появления необходимо выполнение следующих двух требований: первое - в линии передачи должна существовать точка, где может происходить селекция мод; второе - перед этой точкой должно наблюдаться некоторое временное изменение в распространении моды. Типичной причиной селекции мод может стать недостаточное качество оптического разъема (т.е. разработанный измерительный комплекс дает возможность определить влияние рассогласования оптического разъема на вводимую в волокно спекл-картину). Если селекция мод действительно существует и при этом сохраняется когерентность, то любое нарушение структуры спекл-картины приводит к изменению передаваемой мощности. Отсюда следует, что любое механическое возмущение, которое имеет место перед несогласованным разъемом, или любое изменение длины волны излучения источника приводит к изменению уровня принимаемой мощности и к заметному увеличению уровня шума в оптической системе связи. Отметим, что влияние модального шума можно определить по глаз-диаграмме в приемнике.

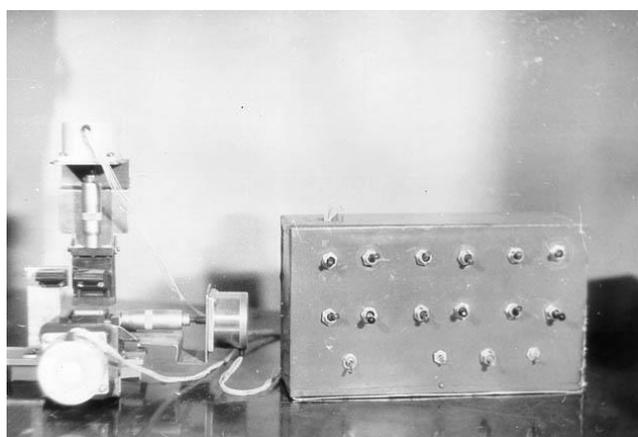


Рис.5.21. Система автоматизированного измерения и контроля в волоконно-оптических системах передачи с шаговым двигателем и микропроцессором

Очевидно, что большое внимание при разработке ВОСП должно уделяться исключению возможности появления модального шума в аналоговых системах передачи, где могут иметь место большие величины отношения сигнал-шум. Однако не существует других простых решений этой задачи, кроме прямого разграничения: использования лазеров для возбуждения только одномодовых волокон и светодиодов – для возбуждения только многомодовых. Эти рекомендации действительно могут стать предпочтительными в ВОСП на высоких скоростях передачи, так как требование использования лазерных источников излучения в сочетании с многомодовыми волокнами приводит к необходимости минимизации потерь, обусловленных селекцией мод, пока разность задержек из-за межмодовой дисперсии не превысит время когерентности. Известно, что межмодовую дисперсию можно увеличить, если использовать ступенчатные волокна с большой числовой апертурой или градиентные волокна со слабым изменением показателя преломления. Параллельно можно уменьшить время когерентности при помощи лазеров, излучающих одновременно большой набор мод. Конечно, обе этих меры находятся в противоречии с усилиями, направленными на увеличение полосы пропускания системы связи. Лучшим ответом на проблему модального шума является ограничение полосы пропускания системы связи до необходимого минимума и обеспечение гарантии того, что любое вводимое рассеяние имеет место в точке, наиболее приближенной к источнику излучения.

Исходя из вышеуказанных рассуждений, разработанное устройство может быть успешно применено в ВОСП с мультипликацией мод (см. гл.1), где весьма актуален вопрос их селекции. Устройство может быть применено также в системах автоматизированного управления, для измерения и контроля технологических процессов в различных оптических измерительных приборах и т.д.

КРАТКИЕ ВЫВОДЫ ПО ПЯТОЙ ГЛАВЕ

1. Сформулированы достоинства машинного моделирования. Установлены основные этапы алгоритмического, аналитического и комбинированного моделирования ВОСП.
2. Определены принципы построения и структура задач систем автоматизированного проектирования ВОСП. Разработаны основные модули информационных блоков ВОСП, определена структурная схема поэтапного принятия решения, приведены варианты реализации многовариантного анализа энергетического приёма. Показано, что наиболее приемлемым для моделирования ВОСП является имитационно-аналитическое моделирование.
3. Разработана имитационная модель ВОСП, включающая моделирование числа фотонов когерентного излучения и числа фотонов N-модового излучения. Разработаны алгоритмы имитационного моделирования оптического канала связи, алгоритм подпрограммы моделирования оптического квантового генератора, а также модель многовариантного анализа энергетического приёма оптических сигналов с учетом всех основных узлов оптического канала связи (лазер, канал, фотоприёмник, линейный код) и др.
4. Разработаны универсальные трёхкоординатные микропозиционеры с ручным и автоматическим приводом, позволяющие произвести измерения и тестирование при исследовании элементов и узлов ВОСП. Разработан экспериментальный макет, осуществлено экспериментальное исследование волоконно-оптической системы с применением различных линейных кодов при осуществлении передачи цифровых ТВ-сигналов.
5. Разработан универсальный кодек линейного тракта ВОСП с электрическим и оптическим выходом, который позволяет кодировать и декодировать практически все существующие линейные сигналы класса 1В2В. Указано, что кодек может быть применён в комплексе измерительного оборудования ВОСП, в цифровых системах электрической связи и в других областях.

6. Подтверждено, что экспериментальное исследование и моделирование ВОСП полностью показало хорошее приближение к полученным теоретическим результатам.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Определены роль, перспективность и актуальность исследования линейных сигналов в современных цифровых волоконно-оптических системах передачи.
2. Сформулированы требования к линейным сигналам ВОСП. Установленные параметры и характеристики позволяют полностью охарактеризовать и оценить их свойства для осуществления сравнительного анализа и последующего выбора оптимального варианта кодообразования.
3. Осуществлена классификация линейных сигналов ВОСП.
4. Выбрана методика расчёта энергетического спектра линейного сигнала, основанная на принципах вероятностного анализа случайных последовательностей с детерминированными тактовыми интервалами, включающая в себя: процедуру определения алгоритма формирования линейного сигнала; определение числа сочетаний значений признаков; отбор комбинации значений признаков, согласующихся с алгоритмом формирования линейного кода, составление матрицы переходных вероятностей и вычисление характеристик данной матрицы.
5. Определены точные аналитические выражения и осуществлен расчёт:
 - энергетических спектров всех существующих безызбыточных линейных сигналов NRZ-L, NRZ-S, NRZ-M, RZ-50, BZ-25 и линейных сигналов класса 1B2B: VI-L, VI-L₂, VI-L₄, EP-1, EP-2, кода Миллера, кода Радева-Стойнова, VI-M, VI-S, DB-I, CM1;
 - блочных линейных сигналов mBnB класса 2B3B, 3B4B, а также четырёх-уровневого линейного сигнала 2B2Q;
 - линейных сигналов со вставками класса mBIC при m=2, 3, 5, 8, 10;

- линейных сигналов со вставками класса m ВІС для любых значений m ;
 - относительного линейного сигнала со вставкой Dm ВІМ ($m=2$);
6. Предложен способ определения энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц, который не предполагает вычисления характеристических чисел матрицы переходных вероятностей, за исключением характеристических чисел, модуль которых равен единице, а также исключает необходимость нахождения громоздких производных от дробно-рациональных функций. Новый способ позволяет получить выражение для определения энергетического спектра многоуровневой последовательности с помощью достаточно простых операций. Универсальность способа заключается в возможности применения при любой структуре матрицы переходных вероятностей.
 7. Выбранный системный подход к расчёту энергетических спектров случайных последовательностей с детерминированными тактовыми интервалами и полученные универсальные аналитические выражения (многие из них впервые) рекомендуется использовать в процессе проектирования ЦВОСП и других цифровых каналов связи: на симметричных и коаксиальных кабелях, в открытом пространстве; при всестороннем анализе линейных сигналов ЦВОСП; расчёте основных характеристик ЦВОСП цифровых каналов связи и, в целом, для оптимизации системы "источник информации - канал связи".
 8. Определены постоянные и дискретные составляющие энергетических спектров линейных сигналов ЦВОСП, установлена их зависимость от вероятности появления единиц в исходной двоичной последовательности, проанализированы структурные особенности ансамбля дискретных составляющих.
 9. Осуществлена энергетическая оценка линейных сигналов, произведен их сравнительный анализ по набору энергетических параметров. Разработан алгоритм, позволяющий определять особенности распределения энергии в заданной полосе частот для всех приведённых в работе линейных сигналов

ЦВОСП (безызбыточные линейные сигналы, сигналы класса 1В2В, блочные линейные сигналы, сигналы со вставками).

Сравнение линейных сигналов по энергетическим показателям осуществляется по величине энергии, сосредоточенной в полосе частот $0-f_1$ ($\leq 90\%$ полной энергии), $0-f_2$ ($\leq 95\%$ полной энергии), а также в полосе частот f_1-f_2 .

Показано, что код Миллера и коды со вставками (при значениях $m > 8$, дифференциальные коды со вставками DmBIM) имеют лучшие показатели, чем блочные линейные коды 2В3В, 3В4В, коды класса 1В2В, BI-L, RZ-50, RZ-25, DBI и коды со вставками (при значениях $m < 5$). Показана зависимость по ширине полосы частот ($0-f_1$), в которой сосредоточено 90% энергии линейного сигнала, от типа алгоритма кодопреобразования линейных сигналов ЦВОСП.

10. С целью унификации вычисления параметров энергетических спектров линейных сигналов предложен метод матричного представления абсолютных и относительных показателей интегрального типа. Получено общее выражение распределения мощности в энергетическом спектре, которое дает возможность избежать различных алгоритмов интегрирования для каждого типа линейного сигнала.

Основные показатели, используемые для оценки, сравнения и выбора линейных кодов ВОСП, дают возможность также:

- исследовать влияние цифровых систем связи на каналы систем с частотным мультиплексированием, работающим по параллельным парам симметричного кабеля; оценить уровень помех в полосе частот телефонных каналов на соединительных линиях между АТС при использовании многопарных кабелей от задействованных на других парах цифровых систем передачи;
- определить величину искажений, вносимых линейными трансформаторами при передаче многоуровневых последовательностей различных типов, оценить допустимую точность выравнивания на выходе блока "усилитель-выравниватель" регенератора вблизи тактовой частоты.

11. Сформулированы основные принципы выделения тактовой частоты из энергетических спектров линейных сигналов ВОСП класса 1В2В. Предложена классификация линейных кодов по способу выделения тактовой частоты; дается оценка качественных показателей устройств выделения тактового колебания для некоторых линейных сигналов класса 1В2В.

Выработаны рекомендации по выбору линейных сигналов:

- в зависимости от их применения (внутриобъектные, городские, зональные и магистральные ВОЛС);
- с точки зрения минимизации дисперсии фазовых флуктуаций в зависимости от статистики исходного сигнала.

12. С целью определения параметров и характеристик исследования процессов во временной области ВОСП осуществлено моделирование глаз-диаграммы для линейных сигналов класса 1В2В ЦВОСП. Предложен оригинальный метод моделирования глаз-диаграммы, включающий в качестве этапов формирование алгоритмов всех существующих линейных кодов класса 1В2В ЦВОСП, моделирование цифрового оптического канала связи, а также приём и регистрацию элементарных импульсов, в качестве которых применяются импульсы косинус-квадратичной формы с косинус-квадратичным срезом спектра.

13. На основе модельного эксперимента, с учётом значения коэффициента округления (крутизны) спектра элементарного импульса, определена зависимость раскрытия глаз-диаграммы от полосы пропускания цифрового канала связи при идеальном положении и отклонении точки стробирования в решающем устройстве. Модель учитывает влияние джиттера и вандера на процесс передачи цифровых сигналов.

14. Установлено, что помехоустойчивость цифрового канала связи существенно зависит от типа применяемого линейного сигнала. Линейные сигналы класса EP-1, RZ-50 признаются менее чувствительными к сужению полосы пропускания, чем сигналы DBI, CMI. Установлены критические значения относи-

тельного коэффициента ограничения полосы пропускания цифрового канала и коэффициента округления спектра (соответственно $\psi=0,3-0,4$, $\alpha=0,5$). Делается вывод также, что отклонение точки стробирования от идеального положения ($\Delta T=5\%$, или $\Delta T=10\%$) при передаче линейных сигналов определенных типов не оказывает существенного влияния на помехоустойчивость ЦВОСП.

15. Осуществлен сравнительный анализ линейного кода 3В4В по времени вхождения в блочный синхронизм для различных алфавитов. Дается алгоритм моделирования, позволяющий рассчитать вероятность вхождения в блочный синхронизм для всех алфавитов указанного кода. Доказывается, что наилучшим из них является XV алфавит, но поскольку разница между ним и остальными алфавитами не оказывается значительной, все алфавиты с точки зрения вхождения в блочный синхронизм, признаются практически равноценными и при выборе рабочего алфавита данного сигнала не рекомендуется считать это свойство определяющим.
16. Определены основные этапы построения и структура задач систем автоматизированного проектирования (САПР) и принципы моделирования ЦВОСП. Наиболее приемлемым для ЦВОСП признается имитационно-аналитическое моделирование.
17. Разработаны универсальные трёхкоординатные микропозиционеры с ручным и автоматическим приводом.
18. Разработан универсальный кодек линейного тракта ЦВОСП с оптическим и электрическим выходом, который позволяет осуществить тестирование цифровых каналов связи.
19. Созданная теоретическая и экспериментальная база, будет способствовать осуществлению задачи синтеза линейных сигналов и, в частности, линейных сигналов ЦВОСП.
20. Экспериментальные исследования и моделирование ЦВОСП подтвердили хорошее соответствие проведенных в работе теоретических исследований.

Расчет энергетического спектра линейных кодов NRZ-S и NRZ-M

Определим энергетический спектр двоичного линейного сигнала NRZ-S [46]. Алгоритм формирования линейного кода приведен на рис. 2.3,б (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M кода NRZ-S, имеет вид:

$$M' = \begin{bmatrix} p & q \\ q & p \end{bmatrix}$$

$$K = [1; 0];$$

1 гр - символ 1;

2 гр - символ 0;

$$\lambda^2 - 2p\lambda + (p-q) = 0 \text{ - характеристическое уравнение.}$$

$$\lambda_1 = 1; \quad \lambda_2 = p - q;$$

$$\begin{cases} P_1 p + P_2 q = P_1 \\ P_1 q + P_2 p = P_2 \end{cases} \quad P_1 = \frac{1}{2}; \quad P_2 = \frac{1}{2};$$

$$P_1 + P_2 = 1;$$

$$P = \begin{Bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{Bmatrix}; \quad PK' = \begin{bmatrix} 1/2 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

$\frac{[M' - I]}{p - q - 1} f(p - q) = \frac{[E - M']}{2q} f(p - q)$ - дискретная составляющая (матричное выражение).

$$E - M' = \begin{bmatrix} q & -q \\ q & -q \end{bmatrix}; \quad K(E - M')PK' = q/2.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{NRZ-S \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega \tau_0)|^2 U_0^2}{T_1} \cdot \frac{1}{4} \left[\frac{1 - (p - q)^2}{1 - 2(p - q)\cos \omega T_1 + (p - q)^2} \right]. \quad (\text{П.1.1})$$

$\frac{[M' - p + q]}{1 - p + q} f(1) = \frac{[M' - p + q]}{2q} f(1)$ - дискретная составляющая (матричное выражение).

$$M' - p + q = \begin{bmatrix} q & q \\ q & q \end{bmatrix}; \quad K(M' - p + q)PK' = q/2.$$

Дискретная составляющая может быть описана выражением

$$F_{NRZ-S d}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \left[\frac{q}{2} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_1}\right) \right] \quad (\text{П.1.2})$$

Осуществим расчет энергетического спектра линейного сигнала NRZ-M [46], алгоритм формирования которого приведён на рис. 2.3 в гл.2.

Матрица переходных вероятностей относительного линейного кода NRZ-M, транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M , имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} q & p \\ p & q \end{bmatrix}; \quad K = [1; 0],$$

1 гр – символ 1,

2 гр – символ 0,

$\lambda^2 - 2q\lambda + (q-p) = 0$ – характеристическое уравнение.

$\lambda_1 = 1; \lambda_2 = q-p;$

$$\begin{cases} qP_1 + pP_2 = P_1 \\ pP_1 + qP_2 = P_2 \end{cases}; \quad P = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix}; \quad PK' = \begin{bmatrix} 1/2 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

$P_1 + P_2 = 1;$

$$\frac{M' - I}{q - p - 1} f(q - p) = \frac{[M' - E]}{-2p} f(q - p) \quad - \quad \text{непрерывная составляющая}$$

(матричное выражение).

$$f(q - p) = \frac{1 - (q - p)^2}{1 - 2(q - p)\cos\omega T_1 + (q - p)^2},$$

$$K \left[\frac{E - M'}{2p} \right] PK^1 = \frac{1}{4}.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$\begin{aligned} P_{NRZ-M \text{ cont}}(\omega) &= \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1} \cdot \frac{1}{4} \cdot \left[\frac{1 - (q - p)^2}{1 - 2(q - p)\cos\omega T_1 + (q - p)^2} \right] = \\ &= \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2}{T_1} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{pq}{(1 - 2pq) - (q - p)\cos\omega T_1} \right] \end{aligned} \quad (\text{П.1.3})$$

$$\frac{M' - q + p}{1 - q + p} f(1) = \frac{M' - q + p}{2p} f(1) \quad - \text{дискретная составляющая (матричное}$$

выражение).

$$K(M' - q + p)PK' = \frac{p}{2}.$$

Дискретная составляющая может быть записана следующим образом:

$$P_{NRZ-M \text{ d}}(\omega) = \frac{4\tau_0 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_1^2} \cdot \frac{p}{2} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_1}\right) \right]. \quad (\text{П.1.4})$$

На рис. 3.3,а,б . представлены энергетические спектры линейных сигналов NRZ-S и NRZ-M соответственно.

Приложение 2

Определим энергетический сектор линейного сигнала RZ-25 [46], алгоритм формирования которого приведён на рис.2.3,д (гл.2).

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M линейного кода RZ-25, представляется в виде

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & q \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$K = [1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0].$$

1гр – символ 1,1-ая позиция в блоке [1; 0; 0; 0],

2гр – символ 0,1-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 0],

3гр – символ 0,2-ая позиция в блоке [1; 0; 0; 0],

4гр – символ 0,2-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 0],

5гр – символ 0,3-ья позиция в блоке [1; 0; 0; 0],

6гр – символ 0,3-ья позиция в блоке [0; 0; 0; 0],

7гр – символ 0,4-ая позиция в блоке [1; 0; 0; 0],

8гр – символ 0,4-ая позиция в блоке [0; 0; 0; 0].

$\lambda^4(\lambda^4-1)=0$ – характеристическое уравнение:

$$\lambda_1=1; \lambda_2=-1; \lambda_3=j; \lambda_4=-j;$$

$$\lambda_5=0; \lambda_6=0; \lambda_7=0; \lambda_8=0.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} pP_7 + pP_8 = P_1 \\ qP_7 + qP_8 = P_2 \\ P_1 = P_3 \\ P_2 = P_4 \\ P_3 = P_5 \\ P_4 = P_6 \\ P_5 = P_7 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 = 1 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} P_1 = \frac{p}{4}; \quad P_2 = \frac{q}{4}; \\ P_3 = \frac{p}{4}; \quad P_4 = \frac{q}{4}; \\ P_5 = \frac{p}{4}; \quad P_6 = \frac{q}{4}; \\ P_7 = \frac{p}{4}; \quad P_8 = \frac{q}{4}; \end{array}$$

$$PK = [p/4; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];$$

$\lambda^4(\lambda^4 - 1)$ – минимальный многочлен;

$$\frac{(M')^4 - E}{-1} f(0) + [(M')^5 - M']f'(0) + [(M')^6 - (M')^2]f''(0) + \frac{1}{2}[(M')^7 - (M')^3]f'''(0)$$

- непрерывная составляющая (матричное выражение).

$$\text{Здесь } f'(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_4) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^4}} \right]_{\lambda=0}' ;$$

$$f''(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_4) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^4}} \right]_{\lambda=0}'' ;$$

$$f'''(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_4) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^4}} \right]_{\lambda=0}''' .$$

$$KPK' = \frac{p}{4}; \quad K(M')PK' = 0; \quad K(M')^2PK' = 0; \quad K(M')^3PK' = 0; \quad K(M')^4PK' = \frac{p^2}{4};$$

$$K(M')^5PK' = 0; \quad K(M')^6PK' = 0; \quad K(M')^7PK' = 0; \quad K[E - (M')^4]PK' = \frac{pq}{4};$$

$$K[(M')^5 - (M')]PK' = 0; \quad K[(M')^6 - (M')^2]PK' = 0; \quad K[(M')^7 - (M')^3]PK' = 0.$$

Таким образом, непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{RZ-25 \text{ cont}} = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_4} \cdot \frac{pq}{4}, \quad (\text{П.2.1})$$

где $T_4 = T_1/4$.

$$\begin{aligned} & \frac{[(M')^6 + (M')^4](M' + 1)}{4} f(1) + \frac{[(M')^6 + (M')^4](M' - 1)}{-4} f(-1) + \\ & + \frac{[(M')^6 - (M')^4](M' + j)}{-4j} f(j) + \frac{[(M')^6 - (M')^4](M' - j)}{4j} f(-j) \end{aligned}$$

- дискретная составляющая (матричное выражение).

$$\text{Здесь } \frac{1}{4} K[(M')^7 + (M')^6 + (M')^5 + (M')^4] PK' = \frac{p^2}{16};$$

$$-\frac{1}{4} K[(M')^7 - (M')^6 + (M')^5 - (M')^4] PK' = \frac{p^2}{16};$$

$$-\frac{1}{4j} K[(M')^7 + j(M')^6 - (M')^5 - j(M')^4] PK' = \frac{p^2}{16};$$

$$\frac{1}{4j} K[(M')^7 - j(M')^6 - (M')^5 + j(M')^4] PK' = \frac{p^2}{16}.$$

Соответственно для дискретной составляющей получаем:

$$P_{RZ \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_4^2} \cdot \frac{p^2}{4} \left[\sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{2T_4}\right) \right], \quad (\text{П.2.2})$$

где $T_4 = T_1/4$.

На рис. 3.4 и 3.5 приведены энергетические спектры линейных сигналов RZ-50 и RZ-25 соответственно.

Определим энергетический спектр относительного линейного сигнала VI-S [54], алгоритм формирования которого приведен на рис. 2.3, и 2.4, г.

Матрица M' , транспонированная относительно матрицы переходных вероятностей M для линейного сигнала VI-S, имеет вид

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q & q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q & q \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$K = [1; 0; 0; 1; 1; 1; 0; 0].$$

1гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 1];

2гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 1];

3гр – символ 0, 1-ая позиция в блоке [0; 0];

4гр – символ 1, 1-ая позиция в блоке [1; 0];

5гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [1; 1];

6гр – символ 1, 2-ая позиция в блоке [0; 1];

7гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [0; 0];

8гр – символ 0, 2-ая позиция в блоке [1; 0].

$\lambda^4(\lambda^2-1)(\lambda^2+p-q)=0$ – характеристическое уравнение:

$$\lambda_1=1; \quad \lambda_2=-1; \quad \lambda_3=\sqrt{q-p};$$

$$\lambda_4=-\sqrt{q-p}; \quad \lambda_5=0; \quad \lambda_6=0; \quad \lambda_7=0; \quad \lambda_8=0.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} pP_7 + pP_8 = P_1 \\ qP_5 + qP_6 = P_2 \\ pP_5 + pP_6 = P_3 \\ qP_7 + qP_8 = P_4 \\ P_1 = P_5 \\ P_2 = P_6 \\ P_5 = P_7 \\ P_4 = P_8 \\ P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 = 1 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} P_1 = \frac{p}{4}; \quad P_2 = \frac{q}{4}; \\ P_3 = \frac{p}{4}; \quad P_4 = \frac{q}{4}; \\ P_5 = \frac{p}{4}; \quad P_6 = \frac{q}{4}; \\ P_7 = \frac{p}{4}; \quad P_8 = \frac{q}{4}. \end{array}$$

$$PK = \left[\frac{p}{4}; 0; 0; \frac{q}{4}; \frac{p}{4}; \frac{q}{4}; 0; 0 \right];$$

$\lambda^2(\lambda^2 - 1)(\lambda^2 + p - q)$ – минимальный многочлен;

$$\frac{[(M')^4 - (M')^2][(M' + \sqrt{q-p})]}{-4q(q-p)\sqrt{q-p}} f(\sqrt{q-p}) + \frac{[(M')^4 - (M')^2][(M' - \sqrt{q-p})]}{4p(q-p)\sqrt{q-p}} f(-\sqrt{q-p})$$

- непрерывная составляющая (I компонента, матричное выражение).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{(M')^4 - 2p(M')^2 + (q-p)}{(q-p)} \right] f(0) + \\ + [(M')^5 - 2q(M')^3 + (q-p)(M')] f'(0) \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} f(0) = 1 \\ f'(0) = \frac{2 \cos \omega T_2}{q-p} \end{array}$$

- непрерывная составляющая (I компонента, матричное выражение).

Здесь:

$$f'(0) = \left[\frac{1 - \lambda^2}{(1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \omega T_2) \frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^2}} \right]_{\lambda=0}';$$

$$K(M')^5 PK' = \frac{p + 4pq^2}{4}; \quad K(M')^4 PK' = \frac{2 - 4pq}{4}; \quad K(M')^3 PK' = \frac{p + 2pq}{4};$$

$$K(M')^2 PK' = \frac{2q}{4}; \quad K(M') PK' = \frac{p}{4}; \quad KPK' = \frac{1}{2}.$$

Т.о. непрерывная составляющая имеет вид

$$F_{BI-S \text{ cont}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2} \cdot \frac{pq}{4} \cdot \frac{1 - \cos \omega T_2}{q^2 - (q-p)\cos^2 \omega T_2}, \quad (\text{П.3.1})$$

где $T_2 = T_1/2$

$$\frac{(M')^5 + (M')^4 + (p-q)(M')^3 + (p-q)(M')^2}{4p} f(1) +$$

$$+ \frac{(M')^5 - (M')^4 + (p-q)(M')^3 - (p-q)(M')^2}{-4q} f(-1)$$

- дискретная составляющая (матричное выражение).

Здесь

$$Kl \left[\frac{(M')^5 + (M')^4 + (p-q)(M')^3 + (p-q)(M')^2}{4p} \right] PK' = \frac{1}{4};$$

$$Kl \left[\frac{(M')^5 - (M')^4 + (p-q)(M')^3 - (p-q)(M')^2}{-4q} \right] PK' = \frac{1}{8}.$$

Соответственно для дискретной составляющей получаем:

$$F_{BI-S \text{ d}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U_0^2}{T_2^2} \cdot \left[\frac{1}{8} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi\chi}{T_2}\right) + \frac{1}{4} \sum_{\chi=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{\pi\chi}{T_2}\right) \right], \quad (\text{П.3.2.})$$

где $T_2 = T_1/2$.

На рис. 3.14 приведён энергетический спектр линейного сигнала BI-S.

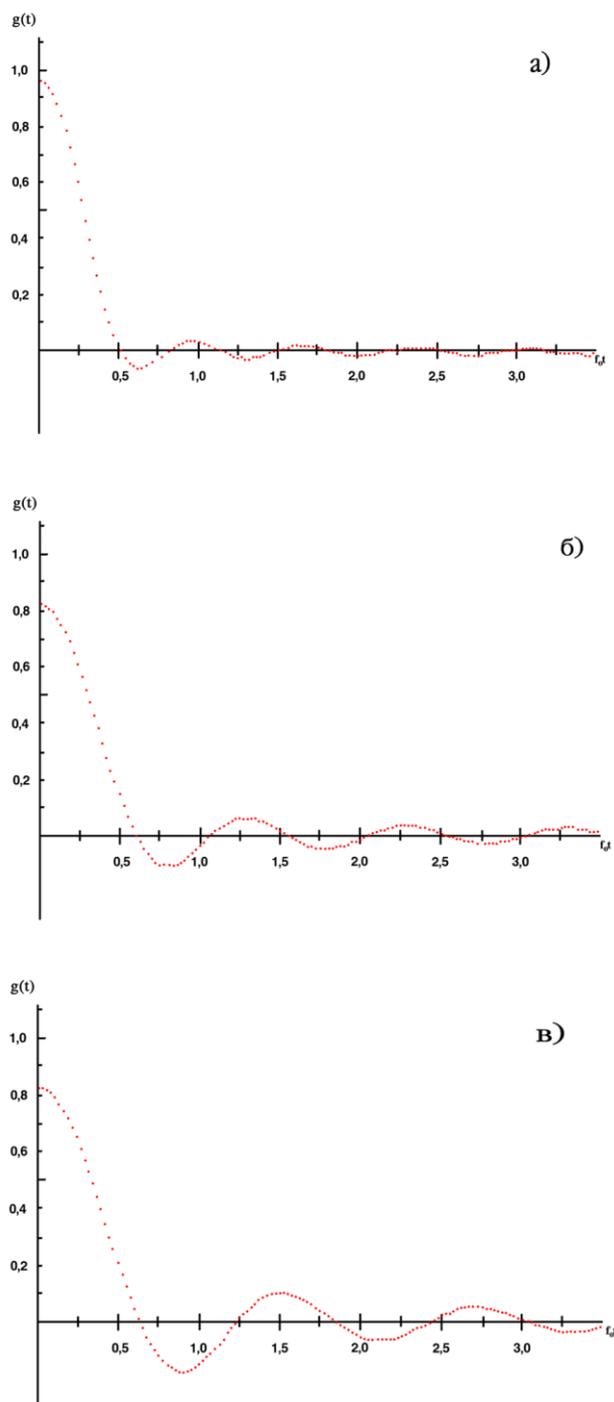


Рис. П.4.1. Формы элементарных импульсов линейного сигнала на выходе в канал связи (ФНЧ):
 а) $\psi = 0, \alpha = 0,75$, б) $\psi = 0,5 \alpha = 0,1$, в) $\psi = 0,4 \alpha = 0,4$

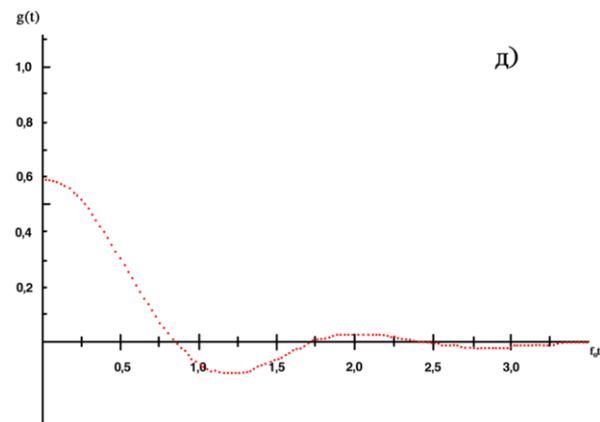
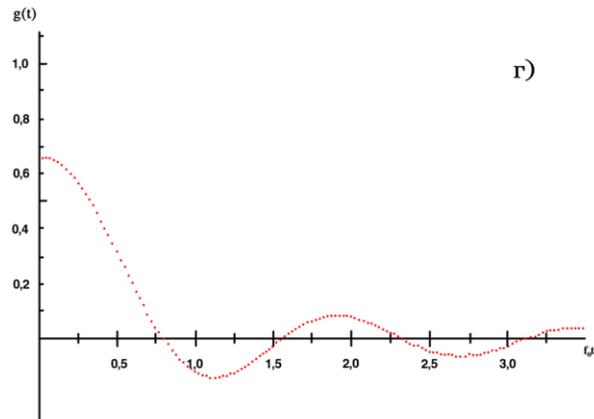


Рис. П.4.1. Формы элементарных импульсов линейного сигнала на выходе в канал связи (ФНЧ):
 г) $\psi = 0,5$ $\alpha = 0,1$, д) $\psi = 0,7$ $\alpha = 0$

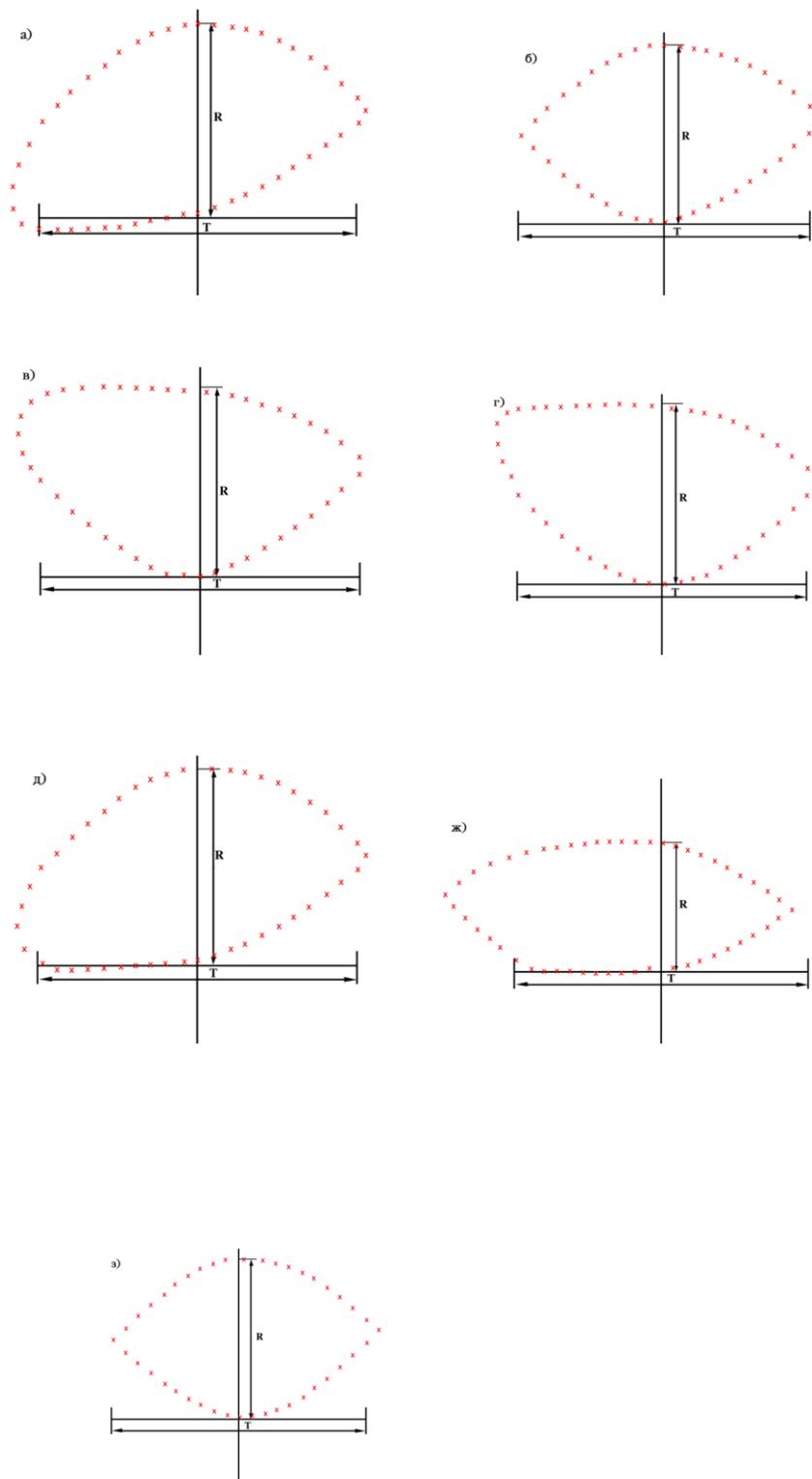


Рис. П.4.2. Глаз-диаграммы для линейных сигналов: а) BI-L, ($\psi = 0,3 \alpha = 0,1$); б) BI-L ($\psi = 0 \alpha = 0,1$); в) NRZ-M ($\psi = 0,3 \alpha = 1$); г) NRZ-M ($\psi = 0 \alpha = 1$); д) DBI ($\psi = 0,3 \alpha = 1$); ж) Миллера ($\psi = 0,3 \alpha = 1$); з) .

Приложение 5

%%%

A1=[0 0 1 1]; A2=[1 1 0 0]; A3=[1 0 1 0]; A4=[0 1 0 1]; A5=[1 0 0 1];

A6=[0 1 1 0]; A55=[5 5 5 5];

for s=1:36

if s==1

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 0 1 1];

elseif s==2

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==3

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==4

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==5

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==6

A7=[0 0 0 1];A8=[1 1 0 1];A9=[0 0 1 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==7

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 0 1 1];

elseif s==8

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==9

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==10

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==11

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==12

A7=[0 0 0 1];A8=[1 1 0 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==13

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 0 1 1];

elseif s==14

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==15

A7=[0 0 0 1];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==16

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==17

A7=[0 0 0 1];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==18

A7=[0 0 0 1];A8=[1 1 0 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==19

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 0 1 1];

elseif s==20

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==21

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==22

A7=[0 0 1 0];A8=[1 0 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==23

A7=[0 0 1 0];A8=[1 0 1 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==24

A7=[0 0 1 0];A8=[1 1 0 1];A9=[0 1 0 0];A10=[1 1 1 0];

elseif s==25

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 0 1 1];

elseif s==26

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];

elseif s==27

A7=[0 0 1 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];

```

elseif s==28
  A7=[0 0 1 0];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];
elseif s==29
  A7=[0 0 1 0];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];
elseif s==30
  A7=[0 0 1 0];A8=[1 1 0 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];
elseif s==31
  A7=[0 1 0 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 0 1 1];
elseif s==32
  A7=[0 1 0 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];
elseif s==33
  A7=[0 1 0 0];A8=[0 1 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];
elseif s==34
  A7=[0 1 0 0];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 0 1];
elseif s==35
  A7=[0 1 0 0];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];
elseif s==36
  A7=[0 1 0 0];A8=[1 0 1 1];A9=[1 0 0 0];A10=[1 1 1 0];
end

```

```

%%%%%%%%%%
A=[A1;A2;A3;A4;A5;A6;A7;A8;A9;A10]
%%%%%%%%%%
v1=[A1;A1;A1;A1;A1;A1;A1;A1;A1;A1];
v11=[v1;v1;v1;v1;v1;v1;v1;v1;v1;v1];
v111=[v11;v11;v11;v11;v11;v11;v11;v11;v11;v11];
v1111=[v111;v111;v111;v111;v111;v111;v111;v111;v111;v111];
v2=[A2;A2;A2;A2;A2;A2;A2;A2;A2;A2];
v22=[v2;v2;v2;v2;v2;v2;v2;v2;v2;v2];
v222=[v22;v22;v22;v22;v22;v22;v22;v22;v22;v22];
v2222=[v222;v222;v222;v222;v222;v222;v222;v222;v222;v222];
v3=[A3;A3;A3;A3;A3;A3;A3;A3;A3;A3];
v33=[v3;v3;v3;v3;v3;v3;v3;v3;v3;v3];
v333=[v33;v33;v33;v33;v33;v33;v33;v33;v33;v33];
v3333=[v333;v333;v333;v333;v333;v333;v333;v333;v333;v333];
v4=[A4;A4;A4;A4;A4;A4;A4;A4;A4;A4];
v44=[v4;v4;v4;v4;v4;v4;v4;v4;v4;v4];
v444=[v44;v44;v44;v44;v44;v44;v44;v44;v44;v44];
v4444=[v444;v444;v444;v444;v444;v444;v444;v444;v444;v444];
v5=[A5;A5;A5;A5;A5;A5;A5;A5;A5;A5];
v55=[v5;v5;v5;v5;v5;v5;v5;v5;v5;v5];
v555=[v55;v55;v55;v55;v55;v55;v55;v55;v55;v55];
v5555=[v555;v555;v555;v555;v555;v555;v555;v555;v555;v555];
v6=[A6;A6;A6;A6;A6;A6;A6;A6;A6;A6];
v66=[v6;v6;v6;v6;v6;v6;v6;v6;v6;v6];
v666=[v66;v66;v66;v66;v66;v66;v66;v66;v66;v66];
v6666=[v666;v666;v666;v666;v666;v666;v666;v666;v666;v666];
v7=[A7;A7;A7;A7;A7;A7;A7;A7;A7;A7];
v77=[v7;v7;v7;v7;v7;v7;v7;v7;v7;v7];
v777=[v77;v77;v77;v77;v77;v77;v77;v77;v77;v77];
v7777=[v777;v777;v777;v777;v777;v777;v777;v777;v777;v777];
v8=[A8;A8;A8;A8;A8;A8;A8;A8;A8;A8];
v88=[v8;v8;v8;v8;v8;v8;v8;v8;v8;v8];
v888=[v88;v88;v88;v88;v88;v88;v88;v88;v88;v88];
v8888=[v888;v888;v888;v888;v888;v888;v888;v888;v888;v888];
v9=[A9;A9;A9;A9;A9;A9;A9;A9;A9;A9];
v99=[v9;v9;v9;v9;v9;v9;v9;v9;v9;v9];
v999=[v99;v99;v99;v99;v99;v99;v99;v99;v99;v99];
v9999=[v999;v999;v999;v999;v999;v999;v999;v999;v999;v999];
v10=[A10;A10;A10;A10;A10;A10;A10;A10;A10;A10];

```

```

v101=[v10;v10;v10;v10;v10;v10;v10;v10;v10;v10];
v102=[v101;v101;v101;v101;v101;v101;v101;v101;v101;v101];
v103=[v102;v102;v102;v102;v102;v102;v102;v102;v102;v102];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
a8=[v1 A;v2 A;v3 A;v4 A;v5 A;v6 A;v7 A;v8 A;v9 A;v10 A];
[n8,p8]=size (a8)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
a8m=a8-1; s1=sum(a8'); s0=sum(a8m'); D11=size (s1); D111=size (s0);
q=0;
for t=1:100
    if s1(t)==6|s0(t)==-6
        a8(t,:)=5;q=q+1;
    end
end
a8A=a8; size(a8); rd=n8-q;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
a8M=setxor(a8A,[A55 A55], 'rows');
d8=size(a8M);
[n8m,p8m]=size (a8M);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
z1=a8M(:,2:5); z2=a8M(:,3:6); z3=a8M(:,4:7); dz=size (z1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m=1;
while m<=n8m
    if z1(m,')==A1
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A2
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A3
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A4
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A5
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A6
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A6
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A7
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A8
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A9
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A10
        n1(m)=1;
    elseif z1(m,')==A55
        n1(m)=0;
    else
        n1(m)=-1; end
    if z2(m,')==A1
        n2(m)=1;
        elseif z2(m,')==A2
            n2(m)=1;
        elseif z2(m,')==A3
            n2(m)=1;
        elseif z2(m,')==A4
            n2(m)=1;
        elseif z2(m,')==A5
            n2(m)=1;

```

```

elseif z2(m,)==A6
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A6
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A7
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A8
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A9
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A10
n2(m)=1;
elseif z2(m,)==A55
n2(m)=0;
else n2(m)=-1;
end
if z3(m,)==A1
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A2
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A3
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A4
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A5
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A6
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A6
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A7
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A8
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A9
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A10
n3(m)=1;
elseif z3(m,)==A55
n3(m)=0;
else n3(m)=-1;
end
m=m+1;
end
nn1=n1';nn2=n2';nn3=n3'; n=[nn1,nn2,nn3]; dn=size(n);c=sum(n'); cc=c'; qq=0;
for t=1:n8m
if cc(t)==-3
a8M(t,)=9;
t8(t)=t;
qq=qq+1;
end
t8(t)=0;
end
a8K=a8M; a8F=setxor(a8K,[A55 A55],'rows'); dF=size(a8F);
W(s)=qq/rd
ss=s;
end
bar(W)

zoom on

```

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999. – 671 с.: ил.
2. Слепов Н.И. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 468 с.: ил.
3. Скляр О.К. Современные волоконно-оптические системы передачи, аппаратура и элементы. – М., СОЛОН-Р. 2001 – 237 с.: ил.
4. Пратт Вильям К. Лазерные системы связи. Пер. с англ./Под ред. А.Г.Шереметьева. – М.: Связь, 1972. – 232 с.: ил.
5. Гальярди Р.М., Карп Ш. Оптическая связь. Пер. с англ./Под ред. А.Г.Шереметьева. – М.: Связь, 1978. – 424 с.: ил.
6. Основы волоконно-оптической связи. Пер. с англ./Под ред. Е.М.Дианова. – М.: Сов. радио, 1980. – 232 с.: ил.
7. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998. – 267 с.: ил.
8. Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л. IP-Телефония. – М.: Радио и связь, 2001. – 356 с.: ил.
9. Волоконно-оптическая техника: история, достижения, перспективы /Сборник статей под редакцией Димитриева С.А., Слепова Н.Н. – М.: Издательство «Соплест», 2000. – 376 с.: ил.
10. Эсакия С., Какубери Г., Сванидзе Р., Векуа Т., Нанобашвили В., Гвинджилия Б., Челидзе М. Под ред. С.Эсакия. Сети синхронной цифровой иерархии. – Тбилиси: Деда-эна, 1999. – 175 с.: ил. (На груз. яз.)
11. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – СПб: Питер, 2001. – 672 с.: ил.
12. Ким Л.Т. Нововведения в синхронной цифровой иерархии // Электросвязь, № 5, 2001, с. 31-32.
13. Семенов А.Б. Волоконная оптика в локальных и корпоративных сетях связи. – М.: Компьютер Пресс, 1998. – 302 с.: ил.
14. Сванидзе Г., Сванидзе Р., Девсурашвили Н. Применение линейных кодов в волоконно-оптических системах связи // Georgian Engineering News, № 4, 2002, с. 116-121.
15. Шарле Д.Л. Поколения океанских оптических кабелей//Электросвязь, № 5, 2002, с. 46-47.
16. Сванидзе Р.Г. Грузия в мировом глобальном информационном пространстве // Сакартвелос Республика, № 37, 10.02.2000. (На груз. яз.)
17. Svanidze R. Le couloir de telecommunication Europe-Caucase-Asie, comme un fort simulant du reprochement des heritages des paysde la Region. LA GEORGIE ENTRE IRAN ET EUROPE, TBILISSI, 20-21.IV.2001.
18. Уолрэнд Дж. Телекоммуникационные и компьютерные сети. Вводный курс. – М.: Постмаркет, 2001. – 480 с.
19. Гроднев И.И., Мурадян А.Г., Шарафутдинов Р.М., Алексеев Е.Б., Александровский М.И., Сванидзе Р.Г., Ксенофонтов С.Н., Хабибулин В.М. Волоконно-оптические системы передачи и кабели. Справочник. – М.: Радио и связь, 1993. – 264 с.: ил.

20. Рудов Ю.К., Зингеренко Ю.А., Иванов Б.П., Плоткин М.А. Аппаратура международных цифровых систем передачи нового поколения // *Электросвязь*, № 3, 1996, с. 12-14.
21. Коновалов Г.В., Тарасенко Е.М. Импульсные случайные процессы в электросвязи. – М.: Связь, 1973, 304 с.: ил.
22. Щелкунов К.Н., Широков Г.А., Кушнир В.Ф., Блушке А. Линейные сигналы в цифровых волоконно-оптических системах передачи. – Л., 1987. -43 с.
23. Порохов О.Н. Сигналы и коды цифровых систем передачи // *Электросвязь*, № 1, 1980, с. 33-37.
24. Мурадян А.Г., Гинзбург С.А. Системы передачи информации по оптическому кабелю. – М.: Связь, 1980, 160 с.: ил.
25. Козане, Флерес Ж., Мэтр Г. и др. Оптика и связь. Оптическая передача и обработка информации. Пер. с франц. – М.: Мир, 1984, -504 с.
26. Барабаш П.А., Кулева Н.М., Федерова Е.А. Коды в цифровых ВОСП // *Зарубежная радиоэлектроника*, 1988, № 3, с.31-39.
27. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Гелашвили Р.Н., Сулханишвили К.Н. Выбор оптоэлектронных элементов и линейного сигнала в цифровых волоконно-оптических системах связи (ЦВОСС) сетей ЭВМ // *Труды ГПИ им. В.И.Ленина*, № 10 (352), 1989, с.43-47.
28. Сванидзе Р.Г., Нозадзе Г.Д., Нанобашвили В.В., Гогоберидзе Л.Н. Основные требования и примеры для оценок характеристик линейных кодов волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) // *Труды Грузинского технического университета*, № 1 (384), 1992, с. 43-47.
29. Сванидзе Р.Г., Нозадзе Г.Д., Гогоберидзе Л.Н. Классификация линейных кодов волоконно-оптических систем передачи // *Труды Грузинского технического университета*, № 1 (384), 1992, с. 48-52.
30. Maral G., Bousquet M. *Satellite Communications systems. Second edition. Techniques and Technology*, 1999.
31. Yoshikai N., Nishi S., Yamada J. Line code and terminal configuration for very large-capacity optical transmission system. *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. sac-4, No.9, December 1986.
32. Cariolaro G.L., Peirobon G.I. and Tronga G.P. Analysis of codes and spectra calculations. *Int. J. Electron.*, 1983. 55, p.34-79.
33. Radev P., Stoyanov G. New 1B2B line code for digital fibre optic transmission systems. *Electr. Letters*, 1984. No. 8, p. 355-356.
34. Yoshikai N., Katagiru K. and Ito T. mB1C code and its performance in an optical communication system. *IEEE Trans. Commun.*, 1984, vol. COM-32, p. 163.
35. Takasaki Y., Yamasita K., Takahashi Y. Two level AMI coding family for optical systems. *Int. J. Electron.*, 1983, 55, p. 121-131.
36. Yoshikai N., Sasmuka, Kamou M. F-400 M Line terminal equipment. *Rev. of Electrical Communications Laboratories*, 1983, No. 3, p. 253.
37. Brooks R.M., Jessop A. Line coding for optical fibre systems. *International Journal of Electronics*, 1983. 55, No. 1, p. 81-120.

38. Kawanishi Satoki, Yoshikai Noriaki, Yamada Jun-Ichi, Nakagawa Kiyoshi. DmB1M code and its performance in a very high-speed optical transmission system. IEEE Trans. Commun. 1988. – 36. No. 8, p. 951-956.
39. Бухинник А.Ю., Кушнир В.Ф. К выбору линейных кодов для цифровых волоконно-оптических линий связи // Электросвязь, № 4, 1984, с. 22-25.
40. Due N.Q., Smith B.M. Line coding for digital data transmission “A.T.R”, 1977, 11, N2, 14-27.
41. Широков Г.А., Бухинник А.Ю. Оценка достоверности передачи сигналов в цифровых ВОЛС с ОПИМ // Радиотехника, 1984, № 6, с. 78-80.
42. Поляк Л.М. Вероятностный анализ многоуровневых сигналов. – М.: Связь, 1980. -148 с.
43. Yasude H. and Inose H. Direct calculation method of power spectrum of pulse sequences by means of transition probability matrices. Trans. IECSE, 1970, vol. 53-A, 70/11, p. 604.
44. Sharland A.J. and Stevenson A. A simple in-service error detection scheme based on the statistical properties of line codes for optical fibre systems. Int. J.Electr. 1983, 55, p. 141-153.
45. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Советское радио, 1969. -752 с.
46. Сванидзе Р.Г., Местиашвили К.В., Нозадзе Г.Д. Расчет энергетических спектров некоторых линейных кодов волоконно-оптических систем передачи // Электросвязь, № 11, 1992, с. 12-14.
47. Сванидзе Р.Г., Местиашвили К.В., Нозадзе Г.Д. Расчет энергетического спектра линейного кода VI-L класса линейных кодов 1B2B волоконно-оптических систем передачи // Труды ГТУ, № 2 (385), 1992, с. 71-75.
48. Svanidze R.G. Computation of the energy spectrum of the second-form bipulse linear code // Georgian Engineering News (GEN), № 4, 2001, pp. 30-34.
49. Сванидзе Р.Г. Расчет энергетического спектра абсолютного биимпульсного линейного кода четвертого вида // Периодический научный журнал “Интеллекти”. Тбилиси, 2002, с. 37-39.
50. Мизин И.А. и др. Передача информации в сетях с коммутацией сообщений. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Связь, 1977/ -328 с. с ил.
51. Сванидзе Р.Г. Определение энергетического спектра электронно-фотонного линейного кода EP-I // Периодический научный журнал “Интеллекти”. Тбилиси, 2002, с. 40-42.
52. Сванидзе Р.Г. Определение энергетического спектра линейного кода Миллера 1B2B класса цифровых волоконно-оптических систем передачи // Периодический научный журнал “Интеллекти”. Тбилиси, 2001, № 3 (11), с. 70-74.
53. Сванидзе Р.Г. Определение энергетического спектра линейного кода Радева-Стоянова 1B2B класса цифровых волоконно-оптических систем передачи // Периодический научный журнал “Интеллекти”. Тбилиси, 2001, № 3 (11), с. 74-78.
54. Сванидзе Р.Г., Местиашвили К.В., Нозадзе Г.Д. Вычисление энергетических спектров линейных кодов класса 1B2B VI-M, VI-S, DBI волоконно-оптических систем передачи // Труды НИИР. Москва, 1993, с. 25-27.
55. Svanidze R.G. Computation of the energetic spectrum of the linear block code 3B4B // Georgian Engineering News (GEN), № 2, 2002, pp. 42-46.

56. Svanidze R.G. Investigation of the energy spectrum of the linear code with the mBiC insertions // Georgian Engineering News (GEN), № 4, 2001, pp. 24-30.
57. Polyak L.M., Svanidze R.G. Determination of the energetic spectrum of a linear code with mBiC insertions for any value OFM // Georgian Engineering News (GEN), № 2, 2002, pp. 38-41.
58. Поляк Л.М., Сванидзе Р.Г. Определение энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц // Электросвязь, № 10, 2001, с. 24-25.
59. Berhard Sklar. Digital communications. Fundamentals and Applications, second edition. Prentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey, 07458.
60. Нанобашвили В.В., Харатишвили Г.Н. Определение времени вхождения в блочный синхронизм линейных кодов BI-L и CMI // Труды НИИР. Москва, 1998.
61. Поляк Л.М., Сванидзе Р.Г. Интегральная оценка энергетических характеристик многоуровневых сигналов // Электросвязь, № 5, 2002, с. 37-39.
62. Нанобашвили В.В., Сванидзе Р.Г. Принципы выделения тактовой частоты из линейных сигналов класса 1B2B // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, № 10 (352), 1989, с. 96-100.
63. Нанобашвили В.В., Сванидзе Р.Г. Оценка качественных показателей устройств выделения тактового колебания для некоторых сигналов класса 1B2B // Межвузовский сборник научных трудов «Алгоритмы моделирования и оптимизации автоматизированных систем». Воронеж. 1990, с. 83-89.
64. Сванидзе Р.Г. Моделирование глаз-диаграммы для линейных кодов класса 1B2B цифровых волоконно-оптических систем передачи (ЦВОСП) // "Интеллекти". № 2(10). Тбилиси. 2001, с. 67-70. (На груз.яз.)
65. Сванидзе Р.Г. Сравнительный анализ по помехоустойчивости линейных кодов класса 1B2B цифровых волоконно-оптических систем передачи (ЦВОСП) // "Интеллекти". № 2 (10). Тбилиси. 2001, с. 67-70. (На груз.яз.)
66. Сванидзе Р.Г. Сравнительный анализ и выбор линейных кодов волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) по энергетическим показателям // Тезисы докладов юбилейной научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава, посвященной 80-летию Грузинского технического университета. Тбилиси, 2002, с. 206.
67. Сванидзе Р.Г. Анализ помехоустойчивости регенераторов в цифровых волоконно-оптических системах передачи (ЦВОСП) // Тезисы докладов юбилейной научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава, посвященной 80-летию Грузинского технического университета. Тбилиси, 2002, с. 205.
68. Сванидзе Р.Г. Расчет и сравнительный анализ блочного линейного кода 2B3B и четырехуровневого линейного кода 2B2Q в цифровых волоконно-оптических системах передачи (ЦВОСП) // Тезисы докладов юбилейной научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава, посвященной 80-летию Грузинского технического университета. Тбилиси, 2002, с. 205.
69. Харатишвили Н.Г. Цифровое кодирование с предсказанием непрерывных сигналов. – М.: Радио и связь, 1986. – 140с.
70. Харатишвили Н.Г. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция в системах связи. – М.: Радио и связь, 1982. – 136 с.

71. Беридзе Дж.Л. Цифровая передача сигналов изображения телефонной сетью общего пользования. Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. (на груз. яз.). ГТУ, Тбилиси, 1995. -28 с.
72. Зумбуридзе О.Г. Эффективное векторное квантование ТВ изображений. Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. (на груз. яз.). ГТУ, Тбилиси, 1993. -28 с.
73. Чхеидзе И.М. Эффективное кодирование ТВ изображений на основе пирамидальных построений. Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. (на груз. яз.). ГТУ, Тбилиси, 1993. -28 с.
74. Цифровое кодирование телевизионных изображений. Под ред. Цуккермана И.И. – М.: Радио и связь, 1981. – 240 с.
75. Мусман Х.Г., Пирш П., Гралларт Х. Достижения в области кодирования изображений // ТИИЭР, Т.73, № 4, 1985, с. 31-59.
76. Красильников Н.И. Теория передачи восприятия изображений. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
77. Претт У. Цифровая обработка изображений. Книга 1 и 2. – М.: Мир, 1982. -790 с.
78. Методы передачи изображений. Сокращение избыточности. Под ред. Претта У. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
79. Цифровое телевидение. Под ред. Кривошеева М.Н. – М.: Связь, 1980. – 263 с.
80. Векуа Т.А., Сванидзе Р.Г. Повышение помехоустойчивости в системах цифрового ТВ с сокращением избыточности (обзор) // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, № 6 (318), 1987, с.12-14.
81. Беридзе Дж.Л., Сванидзе Р.Г., Модебадзе Ю.Ш., Чачанидзе З.М., Мазиашвили Т.Н. Некоторые вопросы разработки цифровых ЗУ кадра ТВ изображений // Тезисы докладов XX респ. н/т конф. ГПИ им. В.И.Ленина и работников производства, ч. П, 28-30 октября, Тбилиси, 1976, с. 197.
82. Беридзе Дж.Л., Сванидзе Р.Г., Чачанидзе З.М., Мазиашвили Т.Н. К вопросу задержки цифровых ТВ сигналов // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, Электросвязь, № 7 (189). Тбилиси, 1976, с. 20-22.
83. Беридзе Дж.Л., Сванидзе Р.Г., Чачанидзе З.М., Мазиашвили Т.Н. Устройство задержки цифровых ТВ сигналов на строку для систем ДИКН-ТВ // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, Электросвязь, № 7 (189). Тбилиси, 1976, с. 23-25.
84. Беридзе Дж.Л., Шостацкий Н.Н., Сванидзе Р.Г., Модебадзе Ю.Ш. Цифровая линия задержки на строку ТВ сигнала для двумерного фильтра // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, № 7 (189), 1976, с. 26-27.
85. Сванидзе Р.Г., Татанашвили Р.Р., Беридзе Дж.Л. ЗУ кадра ТВ изображения с произвольным доступом // Тезисы докладов всесоюзного симпозиума «Проблемы цифрового кодирования и преобразования изображений». Тбилиси, 1980, с. 61-62.
86. Эсакия С., Какубери Г., Сванидзе Р., Векуа Т. Кратский справочник по методам и системам телекоммуникации. Тбилиси, 1998, 88 с. с ил. (На груз. яз.)
87. Котиков И.Н. Исследование и разработка методов улучшения характеристик алфавитного кодирования в ЦСП. Кандидатская диссертация. Москва, 1986.
88. Котиков И.Н., Прохоров О.Н. Способ кодовой синхронизации. Заявка на изобретение № 3675502.

89. Нанобашвили В.Вас., Нозадзе Г.Д., Нанобашвили В.Вик. Методика определения времени вхождения в блочный синхронизм кодов класса mBnB // Труды Грузинского технического университета, № 3 (414), 1997.
90. Bycher J.B. Ternary line codes. Philips telecommunication Review, v.34, No. 2, 1976, p. 72-86.
91. Нанобашвили В.Вас., Нанобашвили В.Вик., Харатишвили Г.Н. Вопросы блочной синхронизации линейного кода 2B4B // Сборник научных трудов по материалам первой международной научно-технической конференции «Энергетика, телекоммуникации и высшее образование в современных условиях». Алматинский институт энергетике и связи. Алматы, 1998.
92. Waters D.B. Line Codes for Metallic Cable systems. INT. J. Electronics, 1983, vol. N1, 159-169.
93. Brooks R.M. and Lessop A. Line coding for optical fiber systems. Int. J. Electronica, 55, 1983, p.81-120.
94. Сванидзе Р.Г., Нанобашвили В.Вас., Нанобашвили В.Вик. Определение времени вхождения в блочный синхронизм линейного кода 3B4B // Georgian Engineering News (GEN), № 1, 2003.
95. Кривошеев М.Н. и др. Отчет о научно-исследовательской работе «Исследование методов и разработка комплекса аппаратуры для систем передачи неподвижных телевизионных изображений (заключительный)», 259-80-1-28. М., 1983, с. 121.
96. Красносельский И.Н. Квазиоптимальные импульсные сигналы для цифровой передачи // Труды НИР. – 1985, № 2, с.35-59.
97. Федюлин В.Г. Влияние ограничения полосы частот канала на передачу цифровой информации с помощью косинус-квадратичных импульсов в составе ТВ сигнала // Труды НИИР, № 4, 1991, с. 40-42.
98. Hill K.O. Modal noise in multimodem fiber links: theory and experiment. – opt. Lett., 1980, vol.5 – 270 p.
99. Толковый словарь терминов по системам, средствам и услугам связи. Докучаев В.А., Иванова О.Н., Красавина З.А., Мартынов Л.М., Сорокин А.С. Под ред. Докучаева В.А. М.: Радио и связь, 2000. – 256 с.
100. Черепанов А.Т. Англо-русский словарь сокращений по компьютерным технологиям, информатике, электронике и связи. – М.: Рус. яз., 2000. – 496 с.
101. Пройдаков Э.М., Теплицкий Л.А. Англо-русский словарь по вычислительной технике, Интернету и программированию. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Издательско-торговый дом «Русская Редакция», 2000. – 448 с.
102. Купатадзе Т., Блушке А., Широков Г. Классификация и алгоритмы формирования линейных кодов в цифровых световодных системах связи // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, 1985, № 10 (292), с.64-73.
103. Рыжик И.М., Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Физматиз, 1965.
104. Гантмихер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, 1967.
105. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. 1980. – 974 с.
106. Абрамович М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. – 482 с.

107. Cattermole K.W. Principles of digital line coding. *Int. J.Electronics*, 1983, vol. 55, No. 1, p.3-33.
108. Personick S.D. Receiver design for digital fiber optic communication systems, 1 and 2. *Bell Syst. Tech. J.*, 1973, 52, p. 843-886.
109. Guoan B.I. and Jones E.V. Line code conversion for high speed optical transmission systems – some comparisons. *Int. J.Electronics*, 1989, vol. 67, p.365-367.
110. Сулаберидзе М., Сванидзе Р. Организационные и методические вопросы приватизации сектора телекоммуникации Министерства связи и почты. Проблемы формирования и функционирования рыночной экономики в Грузии // Сборник трудов, т.IV. Тбилиси, 1999, с. 554-560. (На груз. яз.)
111. Гайгемюллер Гунтер. Передаточная коррекция в регенераторах систем передачи по волоконно-оптическим линиям связи. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Л., 1982.
112. Блушке А. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Л., 1985.
113. Rousseac M. Application des chelines de Markow au calcul des densites spectrales de puissance de messages binaires. – *Ann. Telecommunic.*, 1976, No. 1-2, p. 8-16.
114. Rydel M. Charekterystiki kodow transmissyjnych dla swiatlowodowych odowych systemow telekommunikacyjnuch. – *Rozprawy Elektrotechniczne*, 1980, z.3, es. 747-766.
115. Сванидзе Р. Грузия – пути приватизации сектора телекоммуникации // Международный семинар Всемирный банк и Координационное бюро «ТАСИС», Министерство связи и почты Грузии, Министерство государственного имущества Грузии. 15-16 октября 1998 г.
116. Svanidze R. Information concerning the post and telecommunication sector privatization process. Eurotourism's International conference on Turkish, Central Asian and Caucasian Telecoms. Exploit the opportunities arising from nte liberalissation and privatization process in the region. Istanbul, 17th and 18th November, 1998, V.
117. Svanidze R. Government initiative and the political issues of the sector of Telecom in Georgia. Second annual conference on Turkey, Central Asian and the Caucasus: Future of the Telecoms sector. Organized by Energy and Commodities Division IBC Global Conferences Limited, 14 and 15 September 1999, Istanbul, 1-4.
118. Svanidze R., Mestiashvili K. On the problem of computation of energy spectra of some linear codes of digital optical fibre systems of transmission. *Bulleyin of the Georgian Academy of Sciuenes*, 163, No. 3, 2001.
119. Левин Л.С. Закономерности формирования кодовых групп в случайном двоичном сигнале // *Электросвязь*, № 4, 1988, с. 42-46.
120. Левин Б.Р., Фомин Я.А. Энергетические спектры групповых сигналов в многоканальных импульсных системах // *Электросвязь*, № 2, 1963, с. 3-10.
121. Левин Б.Р. Некоторые обобщения в теории импульсных случайных процессов // *Электросвязь*, № 7, 1963, с. 21-23.
122. Гуревич В.Э. и др. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. М.: Связь, 1973. -336 с., ил.

123. Аппаратура уплотнения ИКМ-12М для сельской связи. Под ред. М.У.Поляка. М.: Связь, 1976.
124. Белдочников С.А., Дубинин А.А. Устройство выделения опорного колебания. А.с. № 523534 (СССР). Опубл. 30.07.76, БИ № 28.
125. Гуревич В.Э., Коршунов С.Е. Статистические характеристики узкополосного периодически стационарного процесса // Радиотехника, 1987, № 5.
126. Нанобашвили В.В. Принципы формирования тактовой синхронности в регенераторах с самосинхронизацией // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, № 7 (189), 1976.
127. Бакланов И.Г. Методы измерения в системах связи. М.: Эко-Трендз., 1999. -196 с.
128. Харатишвили Г.Н., Нанобашвили В.В. Расчет вероятностей вхождения в блочный синхронизм линейных кодов EP-1, EP-2 и Muller // Труды НИИР. М., 2000.
129. Smith D.R., Garret J.A. Simplified Approach to digital Optical Receiver Design. – Opt. Quantum Electron., 1978, vol. 10., p. 211-217.
130. Маккавеев В.Н. Цифровое моделирование систем оптической связи // Радиотехника, 1976, т.31, № 4, с. 26-30.
131. Гавлин М.Э., Емин В.И. Влияние межсимвольных искажений на передачу информации по оптическим кабельным линиям связи // Электросвязь, 1981, № 6, с.17-19.
132. Автоматизация схемотехнического проектирования. Учебное пособие для вузов/В.Н.Ильин, В.Г. Фролкин, А.Н.Бутко и др. Под ред. В.Н.Ильина. – М.: Радио и связь, 1987. – 368 с., ил.
133. Коричнев Л.П., Корелев В.Д. Статистический контроль каналов связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с., ил.
134. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем. – М.: Высшая школа. – 271 с.
135. Сванидзе Р.Г. Структура моделирования оптической кабельной системы связи в САПР. Оптимизация и моделирование в автоматизированных системах // Межвузовский сборник научных трудов, 1988, Воронеж, с. 37-43.
136. Чхаидзе Т.В. Автоматизация моделирования систем передачи дискретной информации по каналам ЕАСС // Моделирование и оптимизация сложных систем. Воронеж, ВПИ, 1986. – С. 66-71.
137. Коржик В.И. и др. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник /Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Под ред. Л.М.Финка. М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
138. Верник С.М., Кочановский Л.Н. Оптимизация линейных сооружений связи. М.: Радио и связь, 1984. – 136 с.
139. Окунев Ю.Б., Плотников В.Г. Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. М.: Связь, 1976. – 181 с.
140. Хинрикус Х.В. Шумы в лазерных информационных системах. М.: Радио и связь, 1987. – 108 с.
141. Поляк Ю.Г. Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах. – М.: Сов. радио, 1971. – 400 с.
142. Зюко А.Г., Коробов Ю.Ф. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М.: Связь, 1972, 282 с., ил.

143. Филлипов Л.И. Физические принципы и техника передачи дискретной информации, - Москва.: Высшая школа, 1978. – 103 с. ил.
144. Сванидзе Р.Г. Некоторые аспекты эргономического обеспечения САПР ВОСП // IX симпозиум «Эффективность, качество, надежность систем «человек-техника»», ч.2, 1990, Воронеж, с. 80-81.
145. ТНИИЭР. Тематический выпуск «Оптическая связь», 1970, т. 58, № 10.
146. Щелкунов К.Н., Кушнир В.Ф. Асимптотические соотношения в статистической модели квантового канала связи // Радиотехника, 1976, Т.31, № 12, с.7-11.
147. Клаудер Дж., Судорман Э. Основы квантовой оптики / Пер. с англ. под ред. С.А.Ахманова. – М.: Мир, 1974.
148. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Гелашвили Р.Н. Экспериментальная волоконно-оптическая система связи (ВОСС) для передачи цифровых сигналов // Труды ГПИ им. В.И.Ленина " Цифровое кодирование и коммутация сигналов изображений", № 10 (352), 1989, с.27-30.
149. Харатишвили Г.Н., Сванидзе Р.Г., Нанобашвили В.В., Нозадзе Г.Д. Исследование, анализ и разработка компьютерных инструментальных технологических комплексов групповых коллективных форм обучения технологии разработки, производства и сопровождения программных средств. Отчет по НИР ГПИ, инв. № 290, 1989, с.102.
150. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Гелашвили Р.Н. Разработка волоконно-оптической системы связи для организации и осуществления научно-учебной деятельности научно-учебных центров ГКВТИ СССР. Отчет по НИР ГПИ, инв. № 0289.0025755, 1982, с.37.
151. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Нозадзе Г.Д., Нанобашвили В.В. Разработка и исследование методик измерения характеристик компонентов специальных ВОСП на основе натуральных экспериментов и имитационного моделирования. Отчет по НИР, инв. № 334, 1990, с.76.
152. Харатишвили Г.Н., Нанобашвили В.В., Сванидзе Р.Г. Универсальный кодек линейного тракта для волоконно-оптической системы передачи // Электросвязь, № 4, 1992.
153. Решение о выдаче а.с. от 20.02.91 по заявке № 4912381/24 (016029). Устройство для преобразования цифровых сигналов (Харатишвили Г.Н., Нанобашвили В.В., Сванидзе Р.Г., Джавахишвили Г.Ш.)
154. Решение о выдаче а.с. от 27.02.92 по заявке № 476040/09 (139663). Устройство выделения тактового синхросигнала. (Нанобашвили В.В., Сванидзе Р.Г., Кобахидзе Ф.Д.)
155. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Григалашвили Б.В. Микропозиционеры для измерительных средств волоконно-оптических кабелей связи. Вклад ученых вуза в ускорение научно-технического прогресса // Научные труды ГПИ им. В.И.Ленина. Тбилиси, 1989, с.125.
156. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Нанобашвили В.В. Машинный анализ характеристик линейных кодов волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) // Тезисы докладов н/т конференции «Перспективы развития широкополосных волоконно-оптических систем передачи и проблемы их внедрения в республике», 1989, Минск, с.7.
157. Шалыгин А.С., Палагин Ю.И. Прикладные методы статистического моделирования. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1986. – 320 с.

158. Сванидзе Р.Г., Бахтадзе Д.А. Использование потерь на изгибе в оптических кабелях в реальном масштабе времени // Конференция по волоконно-оптическим системам передачи. 1987, Донецк, с. 11.
159. Гауэр Дж. Оптические системы связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с. ил.
160. Geckeler H.G. Modelling of fiber-optic transmission system on a desktop computers. – Siemens forschung und entwicklungsberichte, 1983, bd. 12, s. 127-134.
161. Geckeler Siehfried. Modellung of fiber-optic transmission system on a desktop computers. IEEE Int. conf. commun., Philadelphia, Pf, June 12-15, 1988. Digital Technol. Universe. Vol 2. – New York (N.Y.), 1988. – P. 574-578.
162. Hanson Delon. Subsystems performance modeling for fiber optical local area neywork components. IEEE Int. conf. commun., Philadelphia, Pf, June 12-15, 1988. Digital Technol. Spann. Universe. Vol 2. – New York (N.Y.), 1988. – P. 569-573.
163. Kearns R.F., Basch E.E. Computer analysis of single-mode fiber optic systems. IEEE Int. conf. commun., Philadelphia, Pf, June 12-15, 1988. Digital Technol. Spann. Universe. Vol 2. – New York (N.Y.), 1988. – P. 579-583.
164. Ahamed Syed V. The intergration of giber optic simulations with integrated circuit design MILCOM'88. 21st cent. mil commun. – What's Possible? IEE Mye. commun. conf., San Diego, Calif. Oct. 23-26, 1988. Conf. Rec. vol.1 – New-York (N.Y.), 1988. – P. 13-17.
165. Takasaki J., Tanaka M. Optical pulse formats for fiber optical digital communications. – IEEE Trans. on Commun., 1976, V. Com.24, No. 4, p. 404-412.
166. Статистическая теория связи и ее практические применения. Под ред. Б.Р. Левина. – М.: Связь, 1979. – 288 с., ил. (Стат. теория связи. Вып. 13)
167. Кошмак В.К. Математическое моделирование цифровых волоконно-оптических систем передачи с учетом влияния мультипликативных помех. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. ЛЭНС им. М.А.Бонч-Бруевича, 1988.
168. Цым А.Ю., Камалыгин В.Н. Междугородные симметричные кабели для цифровых систем передачи. – М.: Радио и связь, 1984. 160 с., ил.
169. Берганов И.Р. и др. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи. Учебное пособие для вузов/И.Р.Берганов, В.Н.Гордиенко, В.В.Крухмаев. – М.: Радио и связь, 1989. – 272 с., ил.
170. Робиташвили А.Г., Сванидзе Р.Г. Методы дискретизации на основе полиномиальных разложений // Труды ГПИ им. В.И.Ленина, № 6 (318), 1987, с.45-47.
171. Харатишвили Н.Г., Сванидзе Р.Г. Перспективы использования ПЗС в цифровых ТВ системах // Тезисы докладов XIX научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава втузов Закавказских республик, посвященной 60-летию Великой Октябрьской Социалистической революции, ч.1. Тбилиси, 4-7 апреля 1977, с. 73-74.
172. Харатишвили Н.Г., Чхеидзе И.М., Робиташвил А.Г., Элизбарашвили М.Н., Сванидзе Р.Г. Сокращение избыточности информации и некоторые вопросы сжатия частотного спектра сигналов // Аннотации докладов XVI юбилейной научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава втузов Закавказских республик. Тбилиси, 1971.

173. Сванидзе Р.Г., Кузьмин В.П. Предпосылки к расчету разрешающей способности рентгено-телевизионных систем для дефектоскопии и оптимального формат-кадра рентгено-телевизионных систем для дефектоскопии // Тезисы докладов XX Респ. н/т конф. профессорско-преподавательского состава ГПИ им. В.И.Ленина и работников производства, ч. П. Тбилиси, 1976.
174. Модебадзе Ю.Ш., Сванидзе Р.Г., Чачанидзе З.М. Управляющее устройство цифровой памяти кадра ТВ сигнала видеотелефонного стандарта. Тезисы докладов XXI респ. конф. профессорско-преподавательского состава ГПИ им. В.И.Ленина и работников производства. Тбилиси, 1978, с. 24.
175. Сванидзе Р.Г., Татанашвили Р.Р., Беридзе Дж.Л. ЗУ кадра ТВ изображения с произвольным доступом // Тезисы докладов всесоюзного симпозиума «Проблемы цифрового кодирования и преобразования изображений». Тбилиси, 1980, с. 61-62.
176. Сулханишвили К.Н., Сванидзе Р.Г. Проектирование каналов магистральной внутризональной связи. ГПИ им. В.И.Ленина, 1978, 87 с. (На груз. яз.)
177. Харатишвили Н.Г., Хоштария К.А., Сванидзе Р.Г. Исследование методов статистического кодирования в системах ДИКМ телевизионных сигналов (заключительный). Отчет по НИР, 1989.
178. Сванидзе Р.Г., Леладзе З.Н., Григалашвили Б.В. Универсальные трехкоординатные микропозиционеры для исследования характеристик волоконно-оптических систем передачи // Тезисы докладов н/т конференции «Перспективы развития широкополосных волоконно-оптических систем передачи и проблемы их внедрения в республике», 1989, Минск, с.65.
179. Сванидзе Р.Г., Пустыльник И.Е. Принципы моделирования цифровой волоконно-оптической системы связи (ЦВОСП) в САПР // Тезисы докладов «Эффективность, качество, надежность систем «человек-техника»», ч.2, Воронежский политехнический институт, 1989.
180. Гавлин М.Э., Емин В.И. Сравнительные характеристики многопозиционных оптических импульсных сигналов при наличии межсимвольных искажений // Радотехника, 1984, № 5, с.11-16.
181. Харатишвили Г.Н., Сванидзе Р.Г., Векуа Т.А., Леладзе З.М. Экспериментальная волоконно-оптическая система для передачи цифровых ТВ сигналов со скоростью 108 Мбит/с // Международный симпозиум "Спутниковая связь: Реальность и перспективы". Одесса, 1-5 октября 1990.
182. Сванидзе Р.Г., Робиташвили А.Г. Кабели связи и их применение. ГПИ им. В.И.Ленина, 1980. -62 с.
183. Гелашвили Р.Н., Чачанидзе З.М., Сванидзе Р.Г. Расчет конструктивных и электрических параметров линии связи. Учебное пособие, ГТУ, 1991. -160 с.
184. Сванидзе Р.Г., Гелашвили Р.Н. Защита линий связи от влияния электромагнитных полей. Учебное пособие, ГТУ, 1991. -130 с.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

PDH	<ul style="list-style-type: none">- Plesiochronous Digital Hierarhy- Плезиохронная цифровая иерархия
PDM	<ul style="list-style-type: none">- Polarizacion Division Multiplexing- Мультиплексирование по поляризации
TDM	<ul style="list-style-type: none">- Time Division Multiplexing- Метод временного мультиплексирования
SDH	<ul style="list-style-type: none">- Synchronous Digital Hierarhy- Синхронная цифровая иерархия
SONET	<ul style="list-style-type: none">- Synchronous Optical Network- Единая синхронная технология или сеть SONET, использующая скорости передачи, совпадающие со скоростями иерархии SDH
WDM	<ul style="list-style-type: none">- Wavelength Division Multiplexing- Многомодовое мультиплексирование оптических несущих
DWDM	<ul style="list-style-type: none">- Dense Wavelength Division Multiplexing- Плотное многомодовое мультиплексирование оптических несущих
STM-N	<ul style="list-style-type: none">- Synchronous Transport Module level N- Синхронный транспортный модуль SDH уровня N, где N=1,4,16,64,256
ATM	<ul style="list-style-type: none">- Asynchronous Transfer Mode- Режим асинхронной передачи или ATM уровень в модели ATM
OTDM	<ul style="list-style-type: none">- Optical Time Division Multiplexing- Оптическое временное мультиплексирование
FDM	<ul style="list-style-type: none">- Frequency Division Multiplexing

- **Метод численного мультиплексирования**

MDM

- **Mode Division Multiplexing**

- **Метод модового мультиплексирования**



Сванидзе Реваз Григорьевич - доктор технических наук, автор более 80 научных статей, книг и методических работ. Соавтор справочника «Волоконно-оптические системы передачи и кабели» (Москва: Радио и связь, 1993 г.). Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Грузинского технического университета по специальности «Радиотехника». С 1975 г. кандидат технических наук, с 1978 г. доцент, ныне профессор кафедры междугородной и международной телекоммуникаций факультета связи ГТУ. С 1981 по 1989 гг. декан факультета связи вечернего и заочного обучения, с 1978 по 2000 гг. заместитель Министра связи и почты Грузии; с 2000 г. сотрудник национальной комиссии по телекоммуникациям Грузии.

Специалист в области волоконно-оптических систем передачи.
Хобби: поэзия, история древней цивилизации.

