

№ 3793

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
ТАГАНРОГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А. П. Дятлов, П. А. Дятлов

**АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ
СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Рекомендовано УМО по образованию в области телекоммуникаций в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 201200 «Сети связи с подвижными объектами»

Таганрог 2005

УДК 621.391.24.001.2(07.07) + 621.396.6.049.75(07.07)

Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование обнаружителей и демодуляторов связных сигналов: Учебное пособие. — Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. — 176 с.

Учебное пособие обеспечивает аудиторное и дистанционное освещение практических занятий, контрольных и лабораторных работ, посвящённых анализу и моделированию обнаружителей и демодуляторов связных сигналов.

Учебное пособие предназначено для студентов специальностей 210304 «Радиоэлектронные системы» и 210402 «Средства связи с подвижными объектами» дневной, заочной и дистанционной форм обучения, а также специалистов, повышающих квалификацию в центрах переподготовки кадров.

Табл. 41. Ил. 46. Библиогр.: 24 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Таганрогского государственного радиотехнического университета.

Рецензенты:

кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Связь на железнодорожном транспорте» РГУПС Мочёнов А. Д.

кандидат технических наук, доцент кафедры телекоммуникаций Северо-Кавказского филиала МТУСИ Спасский Б. Г.

© Таганрогский государственный
радиотехнический университет, 2005

© Дятлов А. П., 2005

© Дятлов П. А., 2005

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурный прогресс науки и техники вызывает потребность широких слоёв населения в непрерывном образовании, что делает актуальным развитие не только традиционных (контактных), но и дистанционных форм обучения.

В процессе дистанционного обучения для развития комплексного восприятия полученных знаний, навыков, умений и обеспечения индивидуализации перерабатываемого материала особую актуальность приобретают электронные междисциплинарные методические разработки, на основе которых возможно проведение лекционных и практических занятий, лабораторных и контрольных работ и курсового проектирования.

Данное учебное пособие предназначено для изучения методов анализа и моделирования обнаружителей и демодуляторов связных сигналов и основано на использовании междисциплинарных связей:

1) для специальности 210304 «Радиоэлектронные системы» между такими курсами, как «Радиотехнические цепи и сигналы», «Радиолокационные и радионавигационные системы», «Прикладная информатика», «Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоустройств и радиосистем»;

2) для специальности 210402 «Средства связи с подвижными объектами» между такими курсами, как «Теория электрической связи», «Основы теории систем связи с подвижными объектами», «Прикладная информатика», «Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных средств», «Системы и сети связи с подвижными объектами».

В настоящее время имеется целый ряд учебных пособий [1—3], посвящённых анализу обнаружителей и демодуляторов сигналов. Однако указанные пособия предназначены в основном для контактного вида обучения. Основной проблемой при дистанционном обучении является процесс контроля и тестирования обучаемого студента и выполнение лабораторного практикума.

Для решения указанной проблемы дистанционного обучения предлагается электронное учебное пособие, состоящее из краткого теоретического базиса, методических указаний к практическим занятиям, контрольным и лабораторным работам. Для моделирования обнаружителей и демодуляторов в процессе выполнения лабораторных работ предлагается использовать демонстрационную версию системы схемотехнического моделирования «Micro-Cap (5—8)» [4], ориентированной на персональные компьютеры, совместимые с IBM PC.

Данное учебное пособие обеспечивает процесс самостоятельного, но при этом управляемого и контролируемого усвоения студентами определённого объёма знаний и умений по наиболее важным разделам базовых дисциплин. Возможность дистанционного осуществления как практических занятий, так и лабораторных работ сокращает сроки и стоимость обучения по сравнению с «кейсовой» технологией, что позволяет рекомендовать использование указаний не только для студентов дневной и заочной форм обучения, но и для специалистов, повышающих квалификацию в центрах переподготовки кадров.

ЧАСТЬ 1. МОДЕЛИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

1.1. Классификация и структура систем радиосвязи

1.1.1. Радиосвязь является одним из основных направлений радиоэлектроники и телекоммуникаций, предназначенных для регулярного и надёжного обмена информацией в реальном масштабе времени.

Современное производство и общество в целом характеризуется постоянными перемещениями орудий труда и рабочей силы и связанного с этими процессами информационного обмена, для реализации которого используются системы радиосвязи (СРС) с подвижными объектами.

Радиосвязь с подвижными объектами является одним из бурно развивающихся направлений телекоммуникаций, в котором можно выделить следующие виды радиосвязи [5]:

- профессиональная мобильная радиосвязь (ПМР);
- пейджинговая радиосвязь (ПР);
- транковая радиосвязь (ТР);
- сотовая радиосвязь (СР);
- спутниковая радиосвязь (СПР).

Каждый из вышеперечисленных видов радиосвязи ориентирован на определённую категорию мобильных абонентов, интересы которой формулируются соответствующим набором технико-экономических и эксплуатационных требований.

Развитие СРС с подвижными объектами основано на таких тенденциях, как:

- переход от аналоговых к цифровым средствам связи;
- обеспечение связи в глобальных масштабах;
- персонализация услуг связи;
- расширение номенклатуры и повышения качества предоставляемых услуг связи;
- увеличение используемого частотного ресурса и спектральной эффективности связных сигналов;
- повышение эффективности управления и степени автоматизации различных бизнес-процессов;
- обеспечение конфиденциальности передаваемой информации;

— решение задач по обеспечению безопасности людей и материальных средств.

Лавинообразный рост числа мобильных абонентов привёл к существенному увеличению плотности размещения средств радиосвязи на единицу площади и к необходимости решения таких проблем как обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) и увеличение пропускной способности СРС.

Решение указанных проблем затруднено из-за существенного усложнения радиообстановки (РО) на входе СРС, которая, как правило, является многокомпонентной и динамичной.

Для обеспечения ЭМС средств связи необходимо использовать методы пространственной, поляризационной и частотной селекции, а также алгоритмы, обеспечивающие необходимый уровень помехоустойчивости и помехозащищённости.

Для решения проблем повышения пропускной способности средств связи разработаны: а) большая номенклатура связных сигналов с различными видами многопозиционной модуляции; б) частотные, временные и кодовые методы их уплотнения; в) специальные помехоустойчивые алгоритмы обработки связных сигналов.

При построении СРС широкое распространение получили принципы, основанные на применении аналоговых и цифровых методов передачи сообщений. В процессе совершенствования техники каждое из вышеуказанных направлений успешно конкурировало с другими в зависимости от успехов в области системотехники, схмотехники и технологии изготовления.

В настоящее время большее распространение имеют цифровые методы передачи, поскольку они обладают следующими достоинствами по сравнению с аналоговыми методами:

- 1) потенциальная возможность получения малых вероятностей ошибок передачи и достижения высокой достоверности воспроизведения переданных сообщений путём обнаружения и исправления ошибок;
- 2) инвариантность цифровых каналов к эффекту накопления искажений при ретрансляциях, обычно представляющему серьёзную проблему в аналоговых системах связи;
- 3) простота и эффективность объединения многих независимых сигналов в цифровые потоки в многоканальных системах связи;
- 4) возможность обеспечения конфиденциальности передаваемых сообщений;

- 5) гибкость реализации цифровой аппаратуры на основе использования многообразной унифицированной элементной базы;
- 6) высокий уровень эксплуатационных характеристик, например, таких как надёжность, готовность, энергопотребление, весогабаритные параметры и т. п.

При цифровой передаче сообщений полезный сигнал в канале связи является дискретным, т. е. принимает конечное множество значений.

При аналоговой передаче сообщений полезный сигнал является непрерывным (континуальным) и может принимать любое значение в некоторых заданных пределах. Для описания СРС также, как и других информационных систем, используется морфологическая, функциональная и информационная модели.

1.1.2. Главная особенность систем цифровой передачи — дискретность в канале связи, которая приводит к существенному изменению роли и функций многих звеньев традиционной системы передачи сообщений по каналам связи. Морфологическая модель СРС может быть представлена структурой цифровой передачи, приведённой на рис. 1.1, где ИДС — источник дискретных сообщений; ИАС — источник аналоговых сообщений; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; Код₁, Код₂ — кодеры; Мод — модулятор; УМ — усилитель мощности; А₁, А₂ — передающая и приёмная антенны; ЛТП — линейный тракт приёмника; Дем — демодулятор; Дек₁, Дек₂ — декодеры; ПДС — получатель дискретных сообщений; ПАС — получатель аналоговых сообщений; К₁, К₂ — кодеки; М — модем; ПП₁, ПП₂ — передающая и приёмная подсистемы.

Работа СРС начинается с передачи дискретного или аналогового сообщения с использованием ИДС или ИАС и заканчивается воспроизведением сообщения в ПДС или ПАС.

В СРС используются два кодера (Код₁ и Код₂) и два декодера (Дек₁ и Дек₂), которые образуют, соответственно, два кодека (К₁ и К₂). Кроме того, совокупность модулятора (Мод) и демодулятора (Дем) образует модем.

На вход кодера Код₁ поступает сообщение, преобразованное в дискретный процесс $\Pi(t)$. В кодеке К₁ осуществляется статистическое (эффективное) кодирование и декодирование, обеспечивающее устранение статической избыточности передаваемых сообщений. В кодеке К₂ осуществляется перенос преобразованного дискретного сигнала, выполняющего роль модулирующего напряжения

$U_{\text{мод}}(t)$ на несущую частоту. Полученный на выходе Мод радиосигнал принимается антенной A_2 , усиливается, селектируется, преобразуется по частоте и нормируется по амплитуде в ЛТП, затем он поступает на Дем, в котором осуществляется выделение модулирующего напряжения $U_{\text{мод}}(t)$. Далее напряжение $U_{\text{мод}}(t)$ декодируется в Дек₁ и Дек₂ и преобразуется в копию дискретного сигнала $\hat{P}(t)$, соответствующего передаваемому сообщению.

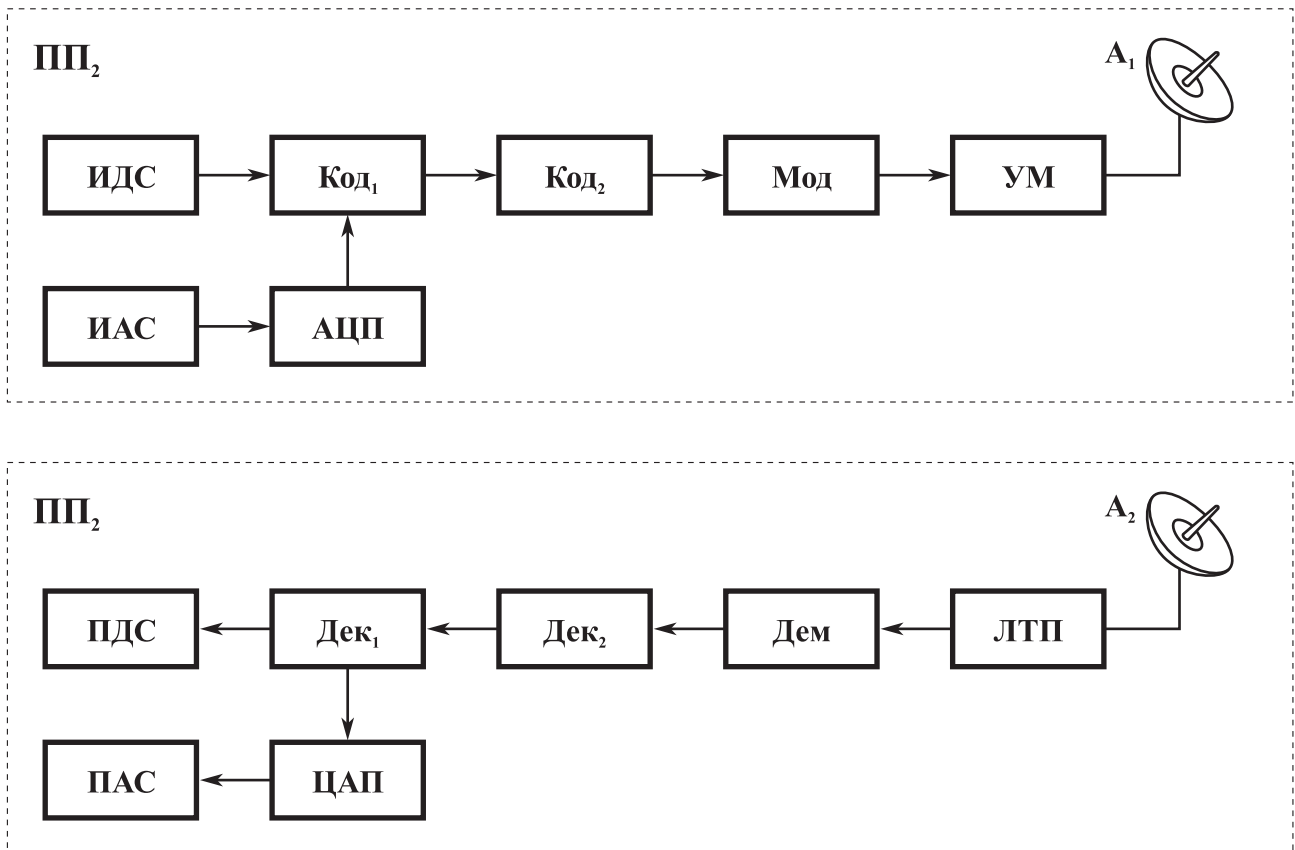


Рис. 1.1

Представленная на рис. 1.1 структура СРС соответствует ситуации, когда модель РО является двухкомпонентной и описывается следующим соотношением: $y_2(t) = S(t) + n(t)$, где $y_2(t)$ — аддитивная смесь связного сигнала $S(t)$ и флуктуационной помехи $n(t)$. В этом случае структура СРС соответствует её информационному каналу (ИК).

В связи с непрерывным возрастанием потоков передаваемой информации и возникновением проблемы ЭМС функционирование СРС существенно усложнилось из-за многокомпонентности и динамичности РО.

При этом с целью обеспечения нормального функционирования приходится использовать адаптивные системы связи, в состав структуры которых наряду

с ИК вводятся канал управления (КУ), канал экспресс-анализа (КЭА), канал селекции и компенсации (КСК) [6, 7].

КУ необходим для обеспечения многостанционного доступа, контроля и коррекции режимов и параметров средств радиосвязи, синхронизации по тактовой и несущей частоте [7, 8].

КЭА используется для анализа РО, классификации и оценивания параметров радиоизлучений, выявления участков частотного диапазона, пригодных для радиосвязи [7].

КСК нужен для разрежения многокомпонентной РО до двухкомпонентного уровня на основе использования методов пространственной, частотной и временной селекции и компенсации [6].

1.1.3. Обработка информации в адаптивной системе радиосвязи может быть представлена совокупностью следующих этапов [9]:

1 этап. Экспресс-анализ РО. На данном этапе определяется количество и параметры радиоизлучений, поступающих на вход СРС.

2 этап. Разрежение потока входных процессов, поступающих в ИК СРС на основе использования методов пространственной и частотной селекции, реализуемых в КСК СРС

$$F[y_n(t)] \rightarrow \begin{cases} y_2(t), \\ y_3(t), \end{cases} \quad y_3(t) = S(t) + P_i(t) + n(t),$$

где $F[y_n(t)]$ — оператор, реализующий пространственную и частотную селекции; $y_3(t)$ — процесс, соответствующий трёхкомпонентной модели РО, которая имеет место, например, при перекрывающихся спектрах сигнала $S(t)$ и одной из помех $P_i(t)$.

3 этап. При наличии после выполнения второго этапа трёхкомпонентного процесса $y_3(t)$ с целью подавления помехи $P_i(t)$ используется пространственный компенсатор, реализуемый в компенсационном канале СРС

$$F[y_3(t)] \rightarrow y_2(t),$$

где $F[y_3(t)]$ — оператор, реализующий пространственную компенсацию помехи $P_i(t)$.

4 этап. Установление энергетического контакта между передающей и приёмной подсистемами СРС на основе обнаружения сигнала $S(t)$

$$F_1[y_2(t)] \underset{\bar{H}_0}{\overset{H_0}{\gtrless}} U_{\text{пор}},$$

где $F_1[y_2(t)]$ — оператор, реализующий обнаружение сигнала $S(t)$; H_0 , \bar{H}_0 — гипотезы о наличии и отсутствии сигнала; $U_{\text{пор}}$ — пороговое напряжение.

5 этап. Классификация и оценивание параметров сигнала $S(t)$ с целью определения режимов работы СРС и обеспечения синхронизации

$$F_2[y_2(t)] \rightarrow \{l\},$$

где $F_2[y_2(t)]$ — оператор, реализующий классификацию и оценивание параметров сигнала в КЭА СРС; $\{l\}$ — набор оцениваемых параметров сигнала.

6 этап. Демодуляция и декодирование принятого сигнала в ИК СРС

$$F_3[y_2(t)] \rightarrow \hat{\Pi}(t),$$

где $F_3[y_2(t)]$ — оператор, реализующий демодуляцию и декодирование сигнала; $\hat{\Pi}(t)$ — оценка манипулирующей последовательности, представляющей передаваемое сообщение.

В рамках данного учебного пособия акцент делается на исследование таких этапов обработки информации, как обнаружение и демодуляция сигналов.

1.2. Модели радиообстановки

1.2.1. Всё многообразие исходных условий, возникающих при функционировании СРС, может быть учтено при использовании двухкомпонентной и многокомпонентной моделей РО.

Для наиболее простых ситуаций, соответствующих случаям отсутствия помех при функционировании СРС, следует использовать двухкомпонентную модель РО, которая описывается следующим соотношением:

$$y_2(t) = S(t) + n(t),$$

где $S(t)$ — связной сигнал; $n(t)$ — внутренний шум ЛТП СРС; $y_2(t)$ — аддитивная смесь $S(t)$ и $n(t)$.

Для ситуаций, когда на входе ЛТП СРС присутствуют разнообразные помехи, следует использовать многокомпонентную модель РО, которая описывается следующим соотношением:

$$y_n(t) = S(t) + \sum_{i=1}^{n-2} P_i(t) + n(t),$$

где $P_i(t)$ — i -я радиопомеха; n — количество компонентов в РО; $y_n(t)$ — процесс, описывающий РО.

1.2.2. Связные сигналы (СС) описываются большим многообразием, которое можно описать на основе использования таких классификационных признаков, как:

- 1) вид модуляции;
- 2) временной характер;
- 3) спектральный характер;
- 4) уровень априорной неопределённости.

Классификация СС приведена в табл. 1.1.

Таблица 1.1

КЛАССИФИКАЦИЯ СС

| № пп | Классификационный признак | Классы СС |
|------|--------------------------------------|---|
| 1 | Вид модуляции | АМ; ЧМ; ФМ; комбинированная модуляция |
| 2 | Временной характер | непрерывные; дискретные; импульсные; периодические; апериодические |
| 3 | Характер спектрального распределения | узкополосные (простые); широкополосные (сложные); одночастотные (гармонические); многочастотные (последовательные, параллельные) |
| 4 | Уровень априорной информации | детерминированные; квазидетерминированные; с неизвестной формой (стохастические) |

При формировании СС находят применение амплитудная (АМ), частотная (ЧМ), фазовая (ФМ) и комбинационная модуляции.

В аналоговых СРС используются непрерывные сигналы с АМ, ЧМ и ФМ, а в цифровых СРС применяются дискретные сигналы, в которых используется манипуляция по амплитуде (АМн), частоте (ЧМн) и комбинации параметров, например, по амплитуде и фазе (АФМн).

Дискретные СС реализуются с двух- или многопозиционной манипуляцией и могут иметь как периодический, так и аperiodический характер. Примерами периодических дискретных СС являются сигналы, используемые в КУ СРС для обеспечения синхронизации или вызова. Аperiodические дискретные СС используются в ИК СРС при передаче разнообразных неповторяющихся сообщений.

По характеру спектрального распределения СС подразделяются на узкополосные (простые) и широкополосные (сложные). В простых СС база примерно равняется единице ($B \approx 1$), а в сложных СС база намного больше единицы ($B \gg 1$).

Примерами узкополосных СС являются гармонические сигналы, непрерывные одночастотные сигналы с АМ, сигналы с ЧМ при индексе модуляции $\beta \rightarrow 1$, а также одночастотные дискретные сигналы с АМн и ФМн при использовании аperiodической двоичной последовательности.

Примерами широкополосных СС являются одночастотные дискретные сигналы с ФМн при использовании манипулирующих функций в виде периодических кодовых последовательностей, а также многочастотные дискретные ЧМ сигналы с использованием в качестве *элементов* простые импульсные сигналы (ПИС) или псевдослучайные последовательности.

Помехоустойчивость СРС существенно зависит от уровня априорной информации, имеющейся при приёме СС. По этому классификационному признаку СС можно подразделить на *детерминированные* (полностью известные), *квазидетерминированные* (с неизвестными параметрами), *стохастические* (с неизвестным законом формирования).

1.2.3. Все радиопомехи, воздействующие на ЛТП СРС через антенну A_2 и оказывающие влияние на помехоустойчивость и ЭМС СРС, можно классифицировать по трём основным признакам: по происхождению, по характеру взаимодействия с сигналом, а также по электрической структуре и статистическим свойствам.

Классификация радиопомех приведена в табл. 1.2. По происхождению радиопомехи подразделяются на преднамеренные (организованные, умышленные) и непреднамеренные (неорганизованные, случайные). Преднамеренные помехи создаются искусственно с целью недопущения передачи сообщений в системах радиосвязи. Они могут быть как узкополосными (прицельными), т. е. поражающими одну систему радиосвязи, так и широкополосными (заградительными), действующими в диапазоне рабочих частот нескольких систем радиосвязи. Узкополосные помехи в свою очередь подразделяются на прицельные по спектру, прицельные по коду (виду модуляции) и комбинированные.

Таблица 1.2

КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПОМЕХ

| № пп | Классификационный признак | Класс радиопомех |
|------|---|---|
| 1 | Временные; статистические; спектральные особенности | детерминированные; случайные; флюктуационные; сосредоточенные по спектру; сосредоточенные по времени; периодические; аперидические |
| 2 | Происхождение | преднамеренные (активные, пассивные, смешанные); непреднамеренные (естественные, индустриальные, взаимные, внутрисистемные, межсистемные); аддитивные; мультипликативные |
| 3 | Характер взаимодействия с сигналом | аддитивные; мультипликативные |

Примером комбинированных радиопомех могут служить, например, сами полезные сигналы, переизлученные на рабочей частоте системами радиопротиводействия после некоторой задержки их во времени. Все перечисленные преднамеренные помехи относятся к классу активных помех, воздействующих непосредственно на ПП₂ СРС. В отличие от них пассивные помехи воздействуют на среду распространения сигнала, ухудшая условия распространения электромагнитных волн. Возможно также смешанное воздействие на СРС с целью противодействия передаче полезных сообщений.

Наиболее широкий класс радиопомех составляют непреднамеренные помехи, которые бывают периодическими либо аperiodическими. Аperiodические помехи подразделяются на естественные и индустриальные. Естественной называется радиопомеха, источником которой являются процессы, происходящие в природе. К естественным относятся космические и атмосферные помехи, внутренние шумы приёмных устройств, а также помехи, возникающие из-за изменения условий распространения электромагнитных волн. Индустриальные помехи создаются машинами, приборами или другими промышленными устройствами. Они могут действовать как в замкнутом контуре, например по цепям электропитания, так и излучаться в окружающее пространство.

В последние годы наблюдается существенный рост интенсивности периодических помех, которые по характеру воздействия на системы радиосвязи образуют группу взаимных помех. Эти помехи могут появляться внутри объекта или системы, а также иметь межсистемный характер. Межсистемные помехи возникают между системами как различных классов (например, связными и навигационными), так и одного и того же класса (например, спутниковой и традиционной связи) или подкласса. Внутрисистемные помехи могут иметь место между радиолиниями одной и той же системы или между частями одной и той же радиолинии.

Помехи представляют собой физические процессы, распространяющиеся в среде, в которой передаётся сигнал. По характеру взаимодействия с сигналом помехи подразделяются на аддитивные и мультипликативные (модулирующие). Аддитивной помехой называется радиопомеха, мешающее действие которой определяется суммированием с полезным радиосигналом. Аддитивные помехи воздействуют на ЛТП СРС независимо от сигнала и имеют место даже тогда, когда сигнал на входе ЛТП отсутствует.

Мешающее действие мультипликативных помех определяется изменением параметров полезного радиосигнала. Эти помехи непосредственно связаны с процессом прохождения сигнала в среде распространения и поэтому проявляются лишь при наличии сигнала в системе связи. Зависимость параметров мультипликативной помехи от времени приводит к замираниям полезного сигнала, которые могут быть медленными или быстрыми и иметь общий или селективный характер.

Помехи могут создаваться различными источниками и иметь различную электрическую структуру и различные статистические свойства. По математи-

ческому описанию они подразделяются на детерминированные и случайные. Последние образуют три основные группы: флуктуационные (гладкие) помехи (шумы), сосредоточенные по времени (импульсные) помехи и сосредоточенные по спектру (гармонические) помехи.

Заметим, что в отличие от флуктуационных сосредоточенные помехи не являются принципиально неизбежными. Однако очень часто на фоне сравнительно маломощных флуктуационных помех возникают одна-две сосредоточенные помехи большой мощности. Именно эти помехи и представляют главную опасность при решении задач обеспечения электромагнитной совместимости. Если энергия сигнала значительно больше спектральной плотности мощности флуктуационных помех, то необходимо учитывать только воздействие гармонических либо импульсных помех.

Флуктуационные помехи представляют собой хаотическую последовательность кратковременных импульсов, следующих с такой большой частотой, что отдельные возмущения от каждого из них в радиоприёмнике взаимно перекрываются, образуя непрерывный случайный процесс.

Типичным примером флуктуационной помехи являются внутренние шумы ЛТП СРС, обусловленные хаотическим движением носителей заряда в его элементах. Они вызываются тепловыми флуктуациями зарядов в проводниках, неравномерностью эмиссии электронных приборов и рядом других причин. Количественно внутренние шумы оцениваются с помощью коэффициента шума приёмника.

Флуктуационные помехи в СРС вызываются также внешними источниками. В некоторых случаях они могут создаваться промышленными источниками помехи и радиопередатчиками преднамеренных помех. Флуктуационный характер имеют также космические шумы.

Флуктуационную помеху, имеющую равномерную спектральную плотность мощности на всех частотах, называют белым шумом. Шум со спектральной плотностью мощности в ограниченном частотном диапазоне носит название квазибелого.

В качестве статистической модели флуктуационных помех часто используется гауссова модель. Гауссов (нормальный) шум — это стационарный в узком смысле случайный процесс, имеющий гауссов закон распределения мгновенных значений и обладающий эргодическими свойствами.

Импульсной помехой называется электромагнитная помеха, воздействие которой на нормальную работу СРС аналогично воздействию дискретной последовательности импульсов.

Импульсную помеху на выходе любого каскада ЛТП можно определить как реакцию всех предшествующих каскадов, имеющих эквивалентную полосу частот Δf_3 , на ударное возбуждение его кратковременными одиночными, достаточно разобщёнными во времени импульсами. Эти импульсы могут иметь вид аperiodических или коротких радиочастотных импульсов. Время их возмущающего действия τ_n обычно меньше, а средний интервал следования больше длительности переходных процессов в ЛТП. Из последнего, в частности, вытекает, что импульсная помеха на входе приёмного тракта обладает спектром Δf_p значительно более широким, чем полоса пропускания ЛТП. На этом основании помехи, у которых $\Delta f_p \gg \Delta f_3$ и $\tau_n \ll T_3$, где T_3 — длительность элемента полезного сигнала, иногда называют сосредоточенными во времени.

Импульсные помехи создаются атмосферными, а также источниками индустриальных помех. В ряде случаев импульсный характер имеют основные и побочные излучения радиопередатчиков.

Гармоническими принято называть помехи в виде колебаний с медленно изменяющимися или постоянными на интервале длительности элемента полезного сигнала T_3 параметрами: амплитудой, частотой и фазой.

Скорость изменения параметров гармонического колебания характеризуется шириной его спектра Δf_p . Ширина спектра гармонической помехи меньше по сравнению с эквивалентной полосой пропускания ЛТП СРС. Поэтому в отличие от импульсных и флуктуационных помех, спектр которых заполняет всю полосу частот, помехи с параметрами $\Delta f_p < \Delta f_3$ часто называют сосредоточенными по спектру.

Гармонические помехи создаются посторонними средствами связи, станциями преднамеренных помех, побочными излучениями радиопередатчиков, различными генераторами высокой частоты (промышленными, медицинскими).

Искажения сигналов и помех, обусловленные случайным изменением коэффициента затухания физической среды, в которой распространяются сигналы и помехи, называют, как уже отмечалось, мультипликативными (или модулирующими) помехами. Изменение коэффициента затухания среды проявляется обычно в хаотическом изменении и фазы несущего колебания сигнала. Ампли-

туда при этом может изменяться в десятки, сотни и даже тысячи раз, а фаза может принимать любые значения от 0 до 2π .

В диапазоне коротких и ультракоротких волн искажения сигналов и помех возникают вследствие интерференции лучей в приёмной антенне, пришедших по путям различной длины с разным временем задержки сигнала в среде распространения. Кроме того, поскольку слои ионосферы, от которых отражаются лучи, находятся в непрерывном и относительно быстром изменении, то задержки не являются постоянными. Всё это приводит к сравнительно быстрым колебаниям коэффициента затухания среды распространения, а следовательно, и к изменению амплитуды сигнала в точке приёма. Помимо быстрых флуктуаций величины коэффициента затухания существуют ещё и медленные, вызванные суточными и сезонными изменениями электронной концентрации отражающих слоёв ионосферы. Флуктуации сигнала по амплитуде носят названия замираний.

Глубина замираний может быть оценена вероятностью отклонения мгновенного значения напряжённости поля от его среднего значения.

Интерференционные замирания, возникающие вследствие многолучевого характера распространения радиоволн, чаще всего вызывают изменение коэффициента затухания среды распространения по закону Райса.

1.2.3. При анализе функционирования СРС используют временное, спектральное, корреляционное и статистическое описания СС и помех [10].

Временное описание физических (действительных) сигналов $S(t)$ может быть представлено следующим соотношением:

$$S(t) = A(t) \cos \Psi(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0],$$

где $A(t)$ — огибающая сигнала; $\Psi(t)$ — полная фаза; ω_0 — частота несущей; $\theta(t)$ — составляющая фазы, изменяющаяся во времени; φ_0 — начальная фаза сигнала.

С целью устранения неопределённости при выборе сомножителей $A(t)$ и $\Psi(t)$ каждому действительному сигналу $S(t)$ ставят в соответствие комплексный аналитический сигнал

$$\dot{S}(t) = S(t) + jS_1(t),$$

где $S_1(t)$ — функция, сопряжённая по Гильберту сигналу $S(t)$.

При переходе к показательной форме, имеем

$$A(t) = \sqrt{S^2(t) + S_1^2(t)};$$

$$\Psi(t) = \operatorname{arctg} \frac{S_1(t)}{S(t)};$$

$$\dot{S}(t) = A(t) e^{j\Psi(t)} = A(t) e^{j[\omega_0 t + \theta(t) + \phi_0]} = \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t};$$

$$\dot{A}(t) = A(t) e^{j[\theta(t) + \phi_0]},$$

где $\dot{A}(t)$ — комплексная огибающая сигнала $\dot{S}(t)$.

Это комплексное представление особенно удобно для описания узкополосных сигналов, спектр которых группируется около несущей частоты $\omega_0 \gg 2\pi F$, где F — полоса частот, в пределах которой сосредоточен спектр сигнала.

Реальные СС бывают детерминированными и стохастическими и для них справедливы следующие ограничения. Помимо ограниченности

- 1) значений сигнала — $|S(t)| < \infty$;
- 2) мощности и энергии сигнала, т. е.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T |S(t)|^2 dt < \infty \text{ и } E = \int_0^T |S(t)|^2 dt < \infty,$$

будем полагать ограниченными эффективную временную протяжённость сигнала

$$T_c = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |S(t)|^2 dt} < \infty$$

и эффективную ширину спектра

$$F = \sqrt{\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |\dot{S}(j\omega)|^2 d\omega} < \infty,$$

где $|\dot{S}(j\omega)|$ — амплитудный спектр сигнала.

Для спектрального описания сигналов $S(t)$ используют такие термины, как комплексный, амплитудный, фазовый, текущий, мгновенный, энергетический спектры.

Для непериодических детерминированных аналитических сигналов $\dot{S}(t)$ связь между временными и спектральными представлениями устанавливается на основе прямого преобразования Фурье следующим образом:

$$\dot{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t)e^{-j\omega t} dt; \quad \dot{S}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(j\omega)e^{j\omega t} d\omega;$$

$$\dot{S}(j\omega) = |\dot{S}(j\omega)| e^{j\theta(\omega)} = \operatorname{Re} \dot{S}(j\omega) + j \operatorname{Im} \dot{S}(j\omega);$$

$$|\dot{S}(j\omega)| = \sqrt{[\operatorname{Re} \dot{S}(j\omega)]^2 + [\operatorname{Im} \dot{S}(j\omega)]^2}; \quad \operatorname{Re} \dot{S}(j\omega) = S(j\omega);$$

$$\theta(\omega) = \arg \dot{S}(j\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \dot{S}(j\omega)}{\operatorname{Re} \dot{S}(j\omega)},$$

где $\dot{S}(j\omega)$ — комплексный спектр; $\operatorname{Re} \dot{S}(j\omega)$, $\operatorname{Im} \dot{S}(j\omega)$ — реальная и мнимая части комплексного спектра сигнала; $|\dot{S}(j\omega)|$ — амплитудный спектр (модуль комплексного спектра); $\theta(\omega)$ — фазовый спектр (аргумент комплексного спектра); $S(j\omega)$ — спектр действительного сигнала $S(t)$.

Если воспользоваться действительной (тригонометрической) формой обратного преобразования Фурье при чётном характере функций $|\dot{S}(j\omega)|$, то имеем

$$\dot{S}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |\dot{S}(j\omega)| \cos[\omega t + \theta(\omega)] d\omega.$$

Спектр аналитического сигнала $\dot{S}(j\omega)$ содержит спектральные составляющие только с положительными частотами и связан со спектром действительного сигнала $S(j\omega)$ следующими соотношениями:

$$\dot{S}(j\omega) = \begin{cases} 2S(j\omega) & \text{при } \omega > 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

С учётом этих соотношений интеграл Фурье имеет следующий вид:

$$\dot{S}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \dot{S}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Комплексный спектр $\dot{S}(j\omega)$ представляет собой функционал всего закончившегося процесса, а при аппаратных исследованиях приходится иметь дело с неоконченными на момент измерений процессами. С целью устранения данного несоответствия вводится понятие текущего спектра $\dot{S}_T(j\omega)$ и мгновенного спектра $\dot{S}_M(j\omega)$, которые определяются следующим образом:

$$\dot{S}_T(j\omega) = \int_{-\infty}^t \dot{S}(t) e^{-j\omega t} dt; \quad \dot{S}_M(j\omega) = \int_t^{t+T_c} \dot{S}(t) e^{-j\omega t} dt,$$

где T_c — длительность сеанса наблюдения.

При стохастическом характере исследуемых сигналов преобразование Фурье непригодно для анализа спектров в связи с их случайным изменением во времени. В случае стационарных случайных сигналов учитывается, что их статистические моменты не изменяются во времени. При этом для спектрального описания таких сигналов можно использовать энергетическую спектральную плотность (спектральную плотность мощности)

$$F(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|\overline{\dot{S}_T(j\omega)}|^2}{2T},$$

где $|\overline{\dot{S}_T(j\omega)}|^2$ — математическое ожидание квадрата амплитудного спектра реализации случайного сеанса длительностью $2T$.

Спектральную плотность $F(\omega)$ называют двухсторонним (математическим) энергетическим спектром. При переходе к одностороннему (физическому) спектру $G(\omega)$ необходимо иметь в виду, что

$$G(\omega) = \frac{1}{2\pi} G(f); \quad G(\omega) = \begin{cases} 2F(\omega) & \text{при } \omega > 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

Степень статистической зависимости значений сигнала в различные моменты времени t_1 и t_2 характеризуется автокорреляционной функцией сигнала $R(t_1, t_2) = R(\tau)$, $\tau = t_2 - t_1$, где τ — временной сдвиг.

Для стационарных случайных эргодических сигналов можно использовать усреднение по множеству реализаций или по времени

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p(x_1, x_2) dx_1 dx_2,$$

где x_1, x_2 — значения сигнала $S(t)$, образуемые в моменты времени t_1 и t_2 ; $p(x_1, x_2)$ — плотность вероятности появления значения x_1 в момент времени t_1 и значение x_2 в момент времени t_2 .

На практике широкое распространение получил алгоритм оценивания автокорреляционной функции сигналов на основе временного усреднения, который называется в литературе мультипликативным алгоритмом.

Энергетический спектр стационарного случайного сигнала связан с автокорреляционной функцией этого процесса преобразованием Фурье (теорема Винера-Хинчина) следующим образом:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau; R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega.$$

При переходе от комплексной формы к тригонометрической и от двухстороннего энергетического спектра к одностороннему имеем

$$G(\omega) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau; R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega.$$

Для обеспечения анализа прохождения аддитивной смеси сигнала и шума через функциональные узлы в СРС в данном учебном пособии далее используется односторонний энергетический спектр. В табл. 1.3—1.5 приводятся временное, спектральное и корреляционное представления наиболее распространённых СС.

1.3. Прохождение сигналов и шумов через функциональные узлы СРС

1.3.1. В процессе проектирования РС используются математические, экспериментальные и эвристические методы. При применении математических методов составляется математическое описание условий работы СРС, ограничений, накладываемых на структуру СРС и значения её параметров, частных и общего критериев эффективности, затем на основе методов синтеза и анализа отыскиваются алгоритмы работы и параметры СРС, обеспечивающие выполнение поставленной задачи. Значительное место при таком проектировании занимает моделирование.

Под моделью понимается такая мысленно представленная (абстрактная) или материально реализованная (физическая) система, которая, отображая или воспроизводя объект исследования, способна замещать его так, что её изучение даёт необходимую информацию об этом объекте.

Физическая модель имеет ту же природу, что и оригинал, а математическая модель основывается на идентичности математического описания процессов в модели и оригинале. Модель должна отражать основные особенности СРС, быть чувствительной к характеристикам, влияющим на её эффективность, и в то же время не быть чрезмерно сложной и загромождённой малозначительными для анализа параметрами. При проектировании СРС широко используется математическое моделирование, при котором уравнения, описывающие поведение СРС и все приложенные к ней воздействия, а также ограничения и критерии эффективности, вводят в ЭВМ.

**ВРЕМЕННОЕ, СПЕКТРАЛЬНОЕ И КОРРЕЛЯЦИОННОЕ
ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ВИДЕОСИГНАЛОВ**

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|---|--|
| 1. Прямоугольный видеоимпульс $S_{11}(t)$ | Временное: $S_{11}(t) = A$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n$. |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{11}(f) = 2A^2\tau_n \operatorname{sinc}^2(\pi f\tau_n)$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{11}(\tau) = A^2 (1 - \tau /\tau_n)$ при $\tau \leq \tau_n$; $R_{11}(\tau) = 0$ при $\tau > \tau_n$. |
| 2. Периодическая пачка прямоугольных видеоимпульсов $S_{12}(t)$ | Временное: $S_{12}(t) = A \sum_{i=1}^N \operatorname{rect}(t - t_i); i \in [1, N];$ $\operatorname{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i-1)T_n \leq t \leq t_0 + (i-1)T_n + \tau_n; \\ 0 & \text{при других } t_i. \end{cases}$ |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{12}(f) = \frac{A^2\tau_n^2}{T_n^2} \delta(f) + \frac{2}{\pi^2} A^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2(n\pi \frac{\tau_n}{T_n}) \delta(f - n/T_n)$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{12}(\tau) = A^2 \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{ \tau - (i-1)T_n }{\tau_n} \right] \left[1 - \frac{(i-1)}{N} \right]$ при $(i-1)T_n - \tau_n \leq \tau \leq (i-1)T_n + \tau_n$. |
| 3. Видеоимпульс с меандровым законом изменения $S_{13}(t)$ | Временное: $S_{13}(t) = A \operatorname{sign} \left[\sin \left(\frac{2\pi t}{T_n} \right) \right]; T_n = 2\tau_n$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + kT_n$; $k \in [1, N]; \operatorname{sign} \left[\sin \left(\frac{2\pi t}{T_n} \right) \right] = \begin{cases} -1 & \text{при } \sin(2\pi t/T_n) < 0, \\ 0 & \text{при } \sin(2\pi t/T_n) = 0, \\ +1 & \text{при } \sin(2\pi t/T_n) > 0. \end{cases}$ |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{13}(f) = \frac{4A^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \delta \left[f - \frac{(2n-1)}{T_n} \right]$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{13}(\tau) = \frac{A^2}{2} \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{ \tau - (k-1)\tau_n }{\tau_n} \right) \left(1 - \frac{(k-1)}{N} \right) (-1)^{(k-1)}$ при $(k-1)\tau_n - \tau_n/2 \leq \tau \leq (k-1)\tau_n + \tau_n/2$. |

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|---|---|
| 4. Видеосигнал в виде 13-разрядной кодовой последовательности Баркера $S_{14}(t)$ | Временное: $S_{14}(t) = \begin{cases} A \sum_{j_1}^9 \text{rect}[t - (j_1 - 1)\tau_n] & \text{при } j_1 \in [1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 11, 13]; \\ -A \sum_{j_2}^4 \text{rect}[t - (j_2 - 1)\tau_n] & \text{при } j_2 \in [6, 7, 10, 12]; \end{cases}$ $t_0 \leq t \leq t_0 + N\tau_n; N = 13.$ |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{14}(f) = 2 A^2 \tau_n \text{sinc}^2(\pi f \tau_n)$ |
| | Автокорреляционная функция: $R_{14}(\tau) = \frac{A^2}{2} (1 - \tau /\tau_n) \text{ при } \tau \leq \tau_n;$ $R_{14}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > \tau_n.$ |
| 5. Двоичный код в виде заданной ПСП $S_{15}(t)$ | Временное: $S_{15}(t) = A \sum_{i=1}^N \Pi(t - t_i) \text{rect}(t - t_i) \text{ при } \Pi(t - t_i) \in [-1; 1];$ $\text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i - 1)\tau_n \leq t_i \leq t_0 + i\tau_n; \\ 0 & \text{при других } t_i. \end{cases}$ |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{15}(f) = 2 A^2 \tau_n \text{sinc}^2(\pi f \tau_n).$ |
| | Автокорреляционная функция: $R_{15}(\tau) = (A^2/2) (1 - \tau /\tau_n) \text{ при } \tau \leq \tau_n;$ $R_{15}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > \tau_n.$ |

Примечание: A — амплитуда видеосигнала; τ_n — длительность импульса; T_n — период повторения сигналов; t_0 — время начала сигнала; $\Pi(t)$ — манипулирующая функция; N — количество импульсов в пачке.

**ВРЕМЕННОЕ, СПЕКТРАЛЬНОЕ И КОРРЕЛЯЦИОННОЕ
ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ ДВОИЧНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ**

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|--|---|
| <p>1. Амплитудно-манипулированный (АМн) $S_{21}(t)$</p> | <p>Временное:</p> $S_{21}(t) = \sum_{i=1}^N U_m \Pi_A(t - t_i) \cos(\omega_c t + \varphi_c) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + NT_3; \omega_c = 2\pi f_c;$ <p align="center">а) меандр б) ПСП</p> $\Pi_{A1}(t - t_i) = \frac{\text{sign}\left(\sin\left(\frac{\pi(t - t_i)}{T_3}\right)\right) + 1}{2}; \quad \Pi_{A2}(t - t_i) \in [0, 1]$ <p>при $t_0 + (i - 1)T_3 \leq t_i \leq t_0 + iT_3; i \in [1, N]$.</p> <p>Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> <p align="center">а) меандр</p> $G_{21}(f) = \frac{U_m^2}{8} \delta(f - f_c) + \frac{U_m^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n - 1)^2} \left[\delta\left[f - f_c - \frac{(2n - 1)}{2T_3}\right] - \delta\left[f - f_c + \frac{(2n - 1)}{2T_3}\right] \right];$ <p align="center">б) ПСП</p> $G_{21}(f) = \frac{U_m^2 T_3}{4} \text{sinc}^2[\pi(f - f_c)T_3].$ <hr/> <p>Автокорреляционная функция:</p> <p align="center">а) меандр</p> $R_{21}(\tau) = \frac{U_m^2}{4} \left[\sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{ \tau - 2(i - 1)T_3 }{T_3} \right) \left(1 - \frac{(i - 1)}{N} \right) \right] \cos(\omega_c \tau)$ <p>при $(i - 1)T_3 \leq \tau \leq iT_3;$</p> <p align="center">б) ПСП</p> $R_{21}(\tau) = \frac{U_m^2}{4} \left(1 - \frac{ \tau }{T_3} \right) \cos(\omega_c \tau) \text{ при } \tau \leq T_3; R_{21}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > T_3.$ |
| <p>2. Фазоманипулированный (ФМ-2) $S_{22}(t)$</p> | <p>Временное:</p> $S_{22}(t) = \sum_{i=1}^N U_m \Pi_{\varphi}(t - t_i) \cos(\omega_c t + \varphi_c) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + NT_3;$ <p align="center">а) меандр б) ПСП</p> $\Pi_{\varphi 1}(t - t_i) = \text{sign}\left(\sin\left(\frac{\pi(t - t_i)}{T_3}\right)\right); \quad \Pi_{\varphi 2}(t - t_i) \in [-1, 1]$ <p>при $t_0 + (i - 1)T_3 \leq t_i \leq t_0 + iT_3; i \in [1, N]$.</p> |

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|---|--|
| | <p>Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> <p><i>а) меандр</i></p> $G_{22}(f) = \frac{4U_m^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \left[\delta \left[f - f_c - \frac{(2n-1)}{2T_3} \right] - \delta \left[f - f_c + \frac{(2n-1)}{2T_3} \right] \right];$ <p><i>б) ПСП</i></p> $G_{22}(f) = \frac{U_m^2}{2} T_3 \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_c)T_3].$ <hr/> <p>Автокорреляционная функция:</p> <p><i>а) меандр</i></p> $R_{22}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(\sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{ \tau - 2(i-1)T_3 }{T_3} \right) \left(1 - \frac{(i-1)}{N} \right) \right) \cos(\omega_c \tau)$ <p>при $(i-1)T_3 \leq \tau \leq iT_3$;</p> <p><i>б) ПСП</i></p> $R_{22}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{T_3} \right) \cos(\omega_c \tau) \text{ при } \tau \leq T_3; R_{22}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > T_3.$ |
| 3. Частотно-манипулированный (ЧМ-2) $S_{23}(t)$ | <p>Временное:</p> $S_{23}(t) = \sum_{i=1}^N U_m \cos \left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega_p}{2} \Pi_f(t - t_i) + \varphi_c \right) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + NT_3; \Delta\omega_p = 2\pi\Delta f_p;$ <p>$\Delta f_p = (f_2 - f_1); f_c = (f_1 + f_2)/2; \beta = \Delta f_p T_3;$</p> <p><i>а) меандр</i> <i>б) ПСП</i></p> $\Pi_{f1}(t - t_i) = \operatorname{sign} \left(\sin \frac{\pi(t - t_i)}{T_3} \right); \quad \Pi_{f2}(t - t_i) \in [-1, 1]$ <p>при $t_0 + (i-1)T_3 \leq t_i \leq t_0 + iT_3; i \in [1, N].$</p> <hr/> <p>Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> <p><i>а) меандр</i></p> $G_{23}(f) = \frac{4U_m^2}{\pi^2} \left\{ \frac{1}{\beta} \sin \left(\frac{\pi\beta}{2} \right) \delta(f - f_c) + \right.$ $+ \frac{\beta}{\beta^2 - 1} \cos \left(\frac{\pi\beta}{2} \right) \left[\delta \left(f - f_c - \frac{1}{2T_3} \right) - \delta \left(f - f_c + \frac{1}{2T_3} \right) \right] -$ $- \frac{\beta}{\beta^2 - 2} \sin \left(\frac{\pi\beta}{2} \right) \left[\delta \left(f - f_c - \frac{1}{T_3} \right) - \delta \left(f - f_c + \frac{1}{T_3} \right) \right] -$ $\left. - \frac{\beta}{\beta^2 - 3} \sin \left(\frac{\pi\beta}{2} \right) \left[\delta \left(f - f_c - \frac{3}{2T_3} \right) - \delta \left(f - f_c + \frac{3}{2T_3} \right) \right] \right\};$ |

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|--|---|
| | <p data-bbox="523 327 632 360">б) ПСП</p> $G_{23}(f) = \frac{U_m^2}{4} T_3 [\text{sinc}^2 \pi(f - f_1)T_3 + \text{sinc}^2 \pi(f - f_2)T_3].$ <hr/> <p data-bbox="432 488 852 521">Автокорреляционная функция:</p> <p data-bbox="523 539 660 573">а) меандр</p> $R_{23}(\tau) = \frac{U_m^2}{4} \left[\sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{ \tau - 2(i-1)T_3 }{T_3} \right) \left(1 - \frac{(i-1)}{N} \right) \cos(\omega_1 \tau) \times \right. \\ \left. \times \sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{ \tau - 2(i-1)T_3 - T_3 }{T_3} \right) \left(1 - \frac{i-1}{N} \right) \cos(\omega_2 \tau) \right] \text{ при } (i-1)T_3 \leq \tau \leq iT_3;$ <p data-bbox="523 801 632 835">б) ПСП</p> $R_{23}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{\tau}{T_3} \right) \cos\left(\frac{\Delta\omega_p \tau}{2}\right) \cos(\omega_c \tau) \text{ при } \tau \leq T_3; R_{23}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > T_3.$ |
| <p data-bbox="150 1196 395 1379">4. Фазоманипулированный многопозиционный (ФМ-m) $S_{24}(t)$ ($m > 2$)</p> | <p data-bbox="432 976 587 1010">Временное:</p> $S_{24}(t) = \sum_{i=1}^N \text{rect}(t - t_i) \cos(\omega_c t + \varphi_c + \theta_i) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + NT_3;$ $\text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } (i-1)T_3 \leq t_i \leq iT_3; \\ 0 & \text{при } (i-1)T_3 > t_i > iT_3; \end{cases}$ <p data-bbox="432 1223 970 1256">$i \in [1, N]; \theta_i \in [2\pi/m, 2\pi k/m]; k \in [1, m].$</p> <hr/> <p data-bbox="432 1290 1193 1323">Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> $G_{24}(f) = \frac{U_m^2 T_3}{2} \log_2(m) \text{sinc}^2 [(\pi(f - f_c)T_3 \log_2(m))].$ <hr/> <p data-bbox="432 1462 852 1496">Автокорреляционная функция:</p> $R_{24}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{T_3} \right) \cos(\omega_c \tau) \text{ при } \tau \leq T_3; R_{24}(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > T_3.$ |
| <p data-bbox="150 1760 384 1939">5. Частотно-манипулированный с минимальным сдвигом (ММС) $S_{25}(t)$</p> | <p data-bbox="432 1637 587 1671">Временное:</p> $S_{25}(t) = \sum_{i=1}^N U_m \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi a_i}{2T_3} + \varphi_i\right) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + NT_3;$ $\beta = \Delta f_p T_3 = 0,5; a_i \in [-1; 1]; \varphi_i = \pi/2 - \sum_{j=1}^{i-1} a_j - (i-1)\pi/2 a_i + \varphi_i.$ <hr/> <p data-bbox="432 1910 1193 1944">Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> $G_{25}(f) = \frac{4U_m^2 T_3 (1 + \cos(4\pi(f - f_c)T_3))}{\pi^2 (1 - 16T_3^2 (f - f_c)^2)^2}$ |

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|--|--|
| | <p>Автокорреляционная функция:</p> $R_{25}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(\left(1 - \frac{ \tau }{2T_3} \right) \cos \frac{\pi \tau }{2T_3} + \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi \tau }{2T_3} \right) \cos(\omega_c \tau) \text{ при } \tau \leq T_3;$ <p>$R_{25}(\tau) \rightarrow 0$ при $\tau > 2T_3$.</p> |
| 5. Фазоманипулированный с периодической манипулирующей функцией (ФМ-ПСП) $S_{26}(t)$ | <p>Временное:</p> $S_{26}(t) = \sum_{j=1}^{N_B} S_{22}[t - (j-1)T_K] \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + N_B T_K;$ <p>$B = N_K N_B$; $N_B \in [1, T_B/T_K]$; $N_K \in [1, T_K/T_3]$.</p> |
| | <p>Спектральное (односторонний энергетический спектр):</p> $G_{26}(f) = \frac{U_m^2 T_3}{2} \text{sinc}^2[\pi(f - f_c)T_3] \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \delta\left(f - f_c - \frac{n}{T_K}\right).$ |
| | <p>Автокорреляционная функция:</p> $R_{26}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left(1 - \frac{ \tau - (j-1)T_K }{T_3} \right) \left(1 - \frac{(j-1)}{N_B} \right) \cos(\omega_c \tau)$ <p>при $(j-1)T_K - T_3 \leq \tau \leq (j-1)T_K + T_3$; $R_{26}(\tau) \rightarrow 0$ при $\tau > T_B$.</p> |

Примечание: U_m — амплитуда радиосигнала; f_c — частота сигнала; φ_c — начальная фаза сигнала; T_3 — длительность элемента (посылки) сигнала; N_K — количество элементов сигнала в кодовом интервале; N_B — количество кодовых интервалов в одном бите; t_0 — время начала сигнала; $\Pi_A(t)$, $\Pi_f(t)$, $\Pi_\varphi(t)$ — манипулирующие функции АМн, ФМ-2, ЧМ-2; f_1 , f_2 — частоты посылок ЧМ-2; Δf — разнос частот в ЧМ-2; β — индекс модуляции ЧМ-2; B — база сигнала $S_{26}(t)$.

**ВРЕМЕННОЕ, СПЕКТРАЛЬНОЕ И КОРРЕЛЯЦИОННОЕ
ПРЕДСТАВЛЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ**

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|--|--|
| 1. Гармонический (ГС) $S_{31}(t)$ | Временное: $S_{31}(t) = U_m \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$. |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{31}(f) = \frac{U_m^2}{2} \delta(f - f_c)$, $f_c = \omega_c/2\pi$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{31}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{T_c}\right) \cos(\omega_c \tau)$ при $\tau \leq T_c$. |
| 2. Амплитудно-модулированный (АМ) $S_{32}(t)$ | Временное: $S_{32}(t) = U_m [1 + m \cos(\Omega t + \varphi_\Omega)] \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$. |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{32}(f) = \frac{U_m^2}{2} \delta(f - f_c) + \frac{m^2 U_m^2}{2} [\delta(f - f_c - F) + \delta(f - f_c + F)]$; $F = \frac{\Omega}{2\pi}$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{32}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \cos(\Omega \tau)\right) \cos(\omega_c \tau)$ при $\tau \leq T_c$. |
| 3. Частотно-модулированный (ЧМ) $S_{33}(t)$ | Временное: $S_{33}(t) = U_m \cos[\omega_c t + \beta \cos(\Omega t + \varphi_\Omega) + \varphi_c]$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$; $\beta = \frac{\Delta f_d}{F}$; $\Delta \omega_d = 2\pi \Delta f_d$. |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{33}(f) = \frac{4U_m^2}{\pi^2} \left\{ J_0^2(\beta) \delta(f - f_c) + \sum_{m=1}^{\infty} J_m^2(\beta) [\delta(f - f_c - mF) + \delta(f - f_c + mF)] \right\}$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{33}(\tau) = \frac{U_m^2}{2} J_0(\beta \tau) \cos(\omega_c \tau)$ при $\tau \leq T_c$. |

| Типы сигналов | Представление сигналов |
|--------------------------------------|--|
| 4. Квазибелый шум (Ш) $S_{34}(t)$ | Временное: $S_{34}(t) = U_{mn}(t) \cos [\omega_n t + \varphi_n(t)]$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$, $\omega_n = 2\pi f_n$. |
| | Спектральное (односторонний энергетический спектр): $G_{34}(f) = N_n$ при $f_n - \Delta f_n/2 \leq f \leq f_n + \Delta f_n/2$; $N_n = \sigma_n^2 / \Delta f_n$. |
| | Автокорреляционная функция: $R_{34}(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos(\omega_n \tau)$ при $\tau \ll T_c$. |

Примечание: U_m — амплитуда радиосигнала; f_c — частота сигнала; φ_c — начальная фаза сигнала; F — модулирующая частота; φ_Ω — начальная фаза модулирующего напряжения; m — индекс АМ; β — индекс модуляции ЧМ-2; Δf_d — девиация ЧМ; t_0 — время начала сигнала; T_c — длительность сигнала; $U_{mn}(t)$ — закон изменения огибающей Ш; $\varphi_n(t)$ — закон изменения фазы Ш; f_n — средняя частота Ш; σ_n^2 — дисперсия Ш.

В данной работе основное внимание уделяется особенностям ИК СРС. Составление модели ИК СРС начинается с определения структуры, обеспечивающей выполнение главной функции. При этом задаются и основные внешние воздействия. Результатом анализа построенной модели является получение зависимости показателя качества от внешних воздействий и параметров системы.

При исследовании ИК СРС необходимо анализировать тракты формирования, преобразования и выделения сигналов [11]. При этом приходится сталкиваться с двумя типами задач: детерминированными и статистическими.

Приёмная подсистема ИК СРС, включающая в себя приёмную антенну A_2 , приёмное устройство, демодулятор, декодер и получатель информации может быть представлена моделью, приведённой на рис. 1.2, в котором использованы следующие сокращения: ЛТП — линейный тракт приёмника; ИП — измерительный преобразователь.

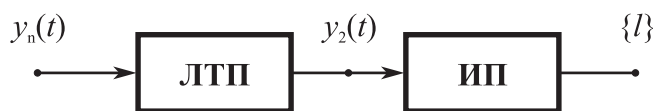


Рис. 1.2

В ЛТП осуществляется обработка многокомпонентного процесса $y_n(t)$ в соответствии со алгоритмом следующего вида:

$$F[y_n(t)] = y_2(t),$$

где $F[y_n(t)]$ — оператор, соответствующий усилению, селекции, преобразованию по частоте и нормированию по уровню процесса $y_n(t)$; $y_2(t)$ — нормированный двухкомпонентный процесс.

В ИП осуществляются информационные преобразования процесса $y_2(t)$ в соответствии с алгоритмом

$$F[y_2(t)] = \{\hat{l}\},$$

где $F[y_2(t)]$ — оператор, обеспечивающий информационные преобразования; $\{\hat{l}\}$ — набор информативных параметров сигналов.

Для количественного анализа модели ИК СРС составляется эквивалентная схема. При этом даётся математическое описание существенных элементов системы, выбирается система параметров, позволяющая получить количественные соотношения. В эквивалентной схеме реальные функциональные узлы (ФУ) заменяются эквивалентными звеньями.

Одной из важнейших задач подготовки информационной базы для проектирования на функциональном уровне является обобщённое представление ФУ, не зависящее от типа сигналов и структуры СРС. Форма описания должна адекватно отображать поведение ФУ в реальном масштабе времени, в областях рабочих частот и амплитуд, должна быть удобна для методов автоматизированного анализа, иметь связь с традиционным анализом и допускать экспериментальную проверку в процессе испытаний конкретных устройств.

В данной работе СРС рассматривается как стационарная система.

ФУ различаются по признакам линейности и инерционности, в соответствии с которыми их можно разделить на линейные инерционные, нелинейные безынерционные, нелинейные инерционные. Линейные инерционные ФУ в соответствии с принятой практикой описываются с помощью частотных характеристик, не зависящих от амплитуды сигнала. Нелинейные безынерционные узлы описываются частотно-независимыми характеристиками в функции амплитуды сигнала. Наиболее сложную задачу представляет описание нелинейных

инерционных ФУ. Однако в соответствии с предложенным Н. Винером методом можно упростить поставленную задачу и в первом приближении представить любую нелинейную систему эквивалентным соединением некоторой инерционной линейной и нелинейной безынерционной систем.

Достоинством подхода, основанного на использовании эквивалентных схем, является возможность представления разнообразных СРС в виде типового радиозвена (ТРЗ), структура которого приведена на рис. 1.3, где ПФ — полосовой фильтр; НЭ — нелинейный элемент; ФНЧ — фильтр нижних частот.

Благодаря такому подходу в процессе анализа упрощается возможность учёта многообразия входных воздействий



Рис. 1.3

и принципов функционирования путём соответствующего математического описания ФУ.

1.3.2. Достоверность обработки информации в СРС зависит от искажений сигналов. При прохождении сигналов и шумов через ФУ СРС возникают линейные, нелинейные и шумовые (флюктуационные) искажения.

Линейные искажения характеризуются переходными процессами, амплитудно-частотными и фазочастотными искажениями в линейных ФУ (ПФ и ФНЧ), для анализа которых используются временной и спектральный методы.

Переходные процессы вызывают изменения формы передаваемых сигналов, что приводит к снижению помехоустойчивости приёма сигналов.

При оценке переходных процессов обычно используют переходные и импульсные характеристики.

Под переходной характеристикой $h(t)$ понимают реакцию линейной системы на единичный скачок сигнала, а под импульсной характеристикой $h_{\delta}(t)$ — реакцию линейной системы на единичный δ -импульс.

Переходная характеристика $h(t)$ связана с импульсной характеристикой следующим соотношением:

$$h(t) = \int_{-\infty}^t h_{\delta}(t) dt .$$

Переходная характеристика $h(t)$ используется при расчёте переходных процессов в линейных ФУ.

При расчёте реакции линейных ФУ $U_2(t)$ на входное воздействие $U_1(t)$ используется метод весовой функции (метод интеграла Дюамеля), согласно которому

$$U_2(t) = \int_{-\infty}^t U_1(\tau) h_{\delta}(t - \tau) d\tau.$$

При использовании спектрального метода анализа линейные ФУ характеризуются комплексной частотной характеристикой

$$\dot{K}(j\omega) = K(\omega) e^{-j\varphi(\omega)},$$

где $K(\omega)$, $j(\omega)$ — амплитудная и фазовая частотные характеристики линейных ФУ.

Комплексная частотная характеристика $\dot{K}(j\omega)$ связана с $h_{\delta}(t)$ преобразованием Фурье

$$\dot{K}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Зная величину $\dot{K}(j\omega)$ на частоте ω_0 , можно определить комплексную амплитуду выходного напряжения \dot{U}_2 гармонического колебания по заданному входному напряжению \dot{U}_1 на этой частоте: $\dot{U}_2 = \dot{K}(j\omega_0) \dot{U}_1$.

В соответствии с этим комплексный спектр на выходе ФУ

$$\dot{S}_2(j\omega) = \dot{K}(j\omega) \dot{S}_1(j\omega),$$

где $\dot{S}_1(j\omega)$ — комплексный спектр напряжения $\dot{U}_1(t)$.

В общем случае сигнал на выходе ФУ может рассчитан на основе обратного преобразования Фурье

$$\dot{U}_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(j\omega) \dot{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

В табл. 1.6—1.7 приведены основные характеристики типовых линейных ФУ. При оценке линейных искажений на основе временного метода анализа используют такие параметры, как время нарастания, величина выброса, частота осцилляций, наклон плоской части, время спадания.

При оценке линейных искажений на основе спектрального метода анализа используют такие параметры, как неравномерности амплитудно- и фазо-частотных характеристик.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ (ПФ)

| Типы ПФ Характеристики ПФ | Идеальный ПФ | Фильтр с колокольной характеристикой (КПФ) | Одиночный резонансный контур (ОРК) |
|--|--|---|--|
| 1. Амплитудно-частотная характеристика $K_{пф}(\omega)$ | K_0 при $\omega_0 - \frac{\Delta\omega_0}{2} \leq \omega \leq \omega_0 + \frac{\Delta\omega_0}{2}$ | $K_0 \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2\pi\Delta f_3}\right)^2\right]$ | $\frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\alpha_1^2}}}$ |
| 2. Импульсная характеристика $h_{пф}(t)$ | $\frac{\Delta\omega_0}{2} \operatorname{sinc} \frac{\Delta\omega_0 t}{2} \cos \omega_0 t$ | $\sqrt{2}\Delta f_3 \exp[-2\pi(\Delta f_3 t)^2] \cos \omega_0 t$ | $\alpha_1 e^{-\alpha_1 t} \cos \omega_0 t$ при $\alpha_1 = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\pi f_n}{Q}$ |
| 3. Эквивалентная шумовая полоса Δf_3 | $\Delta f_0 = \frac{\Delta\omega_0}{2\pi}$ | $1,065 \Delta f_{0,7}$ | $\frac{\Delta f_0}{2Q} = \frac{\pi}{2} \Delta f_{0,7}$ |
| 4. Нормированная огибающая ПИС на выходе ПФ $K_{ог}(\Delta f_3, \tau_n)$ | $\frac{1}{\pi} \{S_i(\Delta\omega_0 t) - S_i[\Delta\omega_0(t - \tau_n)]\}$, $S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt$ | $\{\Phi[2\sqrt{\pi}\Delta f_3 t] - \Phi[2\sqrt{\pi}\Delta f_3(t - \tau_n)]\}$, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ | $1 - e^{-\alpha_1 t}$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n$; $e^{-\alpha_1 t}$ при $t > t_0 + \tau_n$ |

Примечание: K_0 — коэффициент передачи по напряжению на центральной частоте ПФ ω_0 ; Δf_0 — полоса пропускания фильтра ИПФ; $\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания ПФ на уровне 0,707; $S_i(x)$ — интегральный синус; $\Phi(x)$ — функция Лапласа.

Таблица 1.7

ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ (ФНЧ)

| Типы ПФ Характеристики ПФ | Идеальный интегратор | RC-цепь | Идеальный ФНЧ |
|--|--|--|---|
| 1. Амплитудно-частотная характеристика $K_{фнч}(\omega)$ | $K_0 \operatorname{sinc} \frac{\omega T}{2}, K_0 \geq 1$ | $\frac{K_0 \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}}, \alpha = RC$ | K_0 при $0 \leq \omega \leq \omega_{гр}$ |
| 2. Импульсная характеристика $h_{фнч}(t)$ | $\frac{K_0}{T}$ при $0 \leq t \leq T$ | $K_0 \alpha e^{-\alpha t}$ | $K_0 \operatorname{sinc} \frac{\omega_{гр} T}{2}$ |
| 3. Эквивалентная шумовая полоса Δf_3 | $\frac{1}{2T}$ | $\frac{\alpha}{4}$ | $\frac{\omega_{гр}}{2\pi}$ |

Примечание: K_0 — коэффициент передачи по напряжению на нулевой частоте; α — постоянная времени; $\omega_{гр}$ — граничная частота ФНЧ.

1.3.3. Исследование нелинейных свойств ФУ СРС осуществляется с помощью методов теории нелинейных радицепей.

Усложнение СРС, ужесточение требований к её ФУ обусловили различия в специфических особенностях задач нелинейного анализа и методах, используемых для их решения.

В общем случае передаточные характеристики трактов, содержащие нелинейно-инерционные цепи, описываются системой нелинейных дифференциальных или интегродифференциальных уравнений. С помощью последовательных преобразований эту систему можно свести к одному нелинейному дифференциальному уравнению, связывающему их входное воздействие с откликом и получившему название мгновенной динамической характеристики.

Простых регулярных методов определения отклика при заданном воздействии в случае нелинейного дифференциального уравнения не существует. В настоящее время используют методы прямого интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений, метод гармонического баланса, возмущений, итераций, усреднений, рядов Фурье, графического и численного интегрирования [12].

Хотя многие из указанных методов обеспечены разработанными алгоритмами расчётов на ЭВМ, однако они имеют недостатки: частность результатов анализа в зависимости от особенностей входного воздействия, возможность получения аналитического решения только для простейших случаев, невозможность установления связи отклика и воздействия в явном виде, трудности вычислительного характера.

Анализ нелинейных эффектов при случайных воздействиях требует специальных методов: прямого, огибающей, характеристических функций, корреляционной функции [13]. Данные методы также отличаются сложностью и громоздкостью анализа.

Для упрощения исследования нелинейных искажений в данной работе остановимся на простом в использовании и универсальном методе гармонического анализа, который обеспечивает достаточную точность при пренебрежении инерционностью нелинейных узлов.

В основе метода гармонического анализа лежит представление зависимости отклика z от воздействия y в виде нелинейного оператора $z = F[y]$, называемого нелинейной передаточной функцией тракта.

При прохождении входного воздействия $y(t)$ через нелинейные ФУ могут возникать нелинейные искажения, приводящие к ошибкам при воспроизведении сигнала

$$\tilde{S}(t) = S(t) + \xi(t),$$

где $S(t)$, $\tilde{S}(t)$ — истинный и выходной сигнал, $\xi(t)$ — ошибка, обусловленная нелинейностью передаточной функции тракта, в том числе в присутствии помех.

В зависимости от характера трактов, сигналов и помех различают следующие виды нелинейных искажений:

- гармоническое обогащение спектра входного воздействия;
- интермодуляция, перекрестная модуляция, блокирование;
- изменение выходного отношения сигнал/помеха.

При наличии нелинейных элементов мгновенное значение напряжения на выходе некоторого нелинейного четырёхполюсника $U_{\text{вых}}$ можно выразить через мгновенное значение синусоидального напряжения U на входе в виде следующего полинома:

$$U_{\text{вых}} = a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + a_4 U^4 + a_5 U^5 + \dots \quad (1.1)$$

Обычно при рассмотрении процессов, связанных с нелинейностью элементов, ограничиваются первыми тремя членами правой части выражения (1.1), но в отдельных случаях учитываются также четвёртый и пятый члены этого выражения. При подаче на вход измеряемого четырёхполюсника только одного синусоидального напряжения на выходе четырёхполюсника получается ряд гармонических составляющих. Если $U = U_{\text{мл}} \sin \omega t$, то напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$ можно в первом приближении выразить следующим образом:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{a_2 U_{\text{мл}}^2}{2} + \left(a_1 U_{\text{мл}} + \frac{3}{4} a_3 U_{\text{мл}}^3 \right) \sin \omega t + \frac{a_2 U_{\text{мл}}}{2} \sin 2\omega t + \frac{a_3 U_{\text{мл}}^3}{4} \sin 3\omega t + \dots \quad (1.2)$$

Продукты нелинейных искажений (отдельные составляющие выходного напряжения), получающиеся на выходе четырёхполюсника, в предположении положительных коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 и т. д. приведены в табл. 1.8.

Из выражения (1.2) и табл. 1.8 легко установить два основных положения:

1) наличие n -й гармоники обуславливается не только n -м членом выражения

(1.1); 2) каждый член полинома n -го порядка вызывает появление составляющих более низкого порядка, но более эффективно выраженных [14].

Таким образом, зная коэффициенты a_1, a_2, a_3 и т. д., можно вымелить амплитуды всех отдельных составляющих амплитудного спектра, получаемого на выходе четырёхполюсника. Однако коэффициенты a_1, a_2, a_3 и т. д. весьма трудно определяются и остаются обычно неизвестными. Поэтому приведённые в табл. 1.8 данные можно использовать лишь для предварительного заключения о предположительных соотношениях между амплитудами отдельных составляющих исследуемого амплитудного спектра. Поскольку значения коэффициентов a_1, a_2, a_3 и т. д. обычно резко снижаются в восходящем по индексам направлении, то по большей части многими членами высшего порядка можно пренебречь.

Таблица 1.8

ПРОДУКТЫ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

| Исходные члены полинома | Члены гармонического ряда при амплитуде продуктов нелинейных искажений на выходе четырёхполюсника | | | | | | |
|-------------------------|---|-----------------------------|-----------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------|---------------------------|
| | $\omega = 0$ | $\sin \omega t$ | $\sin 2\omega t$ | $\sin 3\omega t$ | $\sin 4\omega t$ | $\sin 5\omega t$ | $\sin 6\omega t$ |
| $a_1 U$ | — | $a_1 U_{m1}$ | — | — | — | — | — |
| $a_2 U^2$ | $\frac{a_2 U_{m1}^2}{2}$ | — | $\frac{a_2 U_{m1}^2}{2}$ | — | — | — | — |
| $a_3 U^3$ | — | $\frac{3a_3 U_{m1}^3}{4}$ | — | $\frac{a_3 U_{m1}^3}{4}$ | — | — | — |
| $a_4 U^4$ | $\frac{3a_4 U_{m1}^4}{8}$ | — | $\frac{4a_4 U_{m1}^4}{8}$ | — | $\frac{a_4 U_{m1}^4}{8}$ | — | — |
| $a_5 U^5$ | — | $\frac{10a_5 U_{m1}^5}{16}$ | — | $\frac{5a_5 U_{m1}^5}{16}$ | — | $\frac{a_5 U_{m1}^5}{16}$ | — |
| $a_6 U^6$ | $\frac{10a_6 U_{m1}^6}{32}$ | — | $\frac{15a_6 U_{m1}^6}{32}$ | — | $\frac{6a_6 U_{m1}^6}{32}$ | — | $\frac{a_6 U_{m1}^6}{32}$ |

Члены разложения (1.2) можно представить в ином виде:

$$U_1 = a_1 U_{m1}; U_2 = \frac{a_2 U_{m1}^2}{2}; U_3 = \frac{a_3 U_{m1}^3}{4};$$

$$U_4 = \frac{a_4 U_{m1}^4}{8}; U_5 = \frac{a_5 U_{m1}^5}{16} \text{ и т. д.}$$

При подаче на вход четырёхполюсника только одного синусоидального напряжения нелинейные искажения можно оценивать и измерять по суммарным

коэффициентам нелинейных искажений или анализируя возникающие искажения по каждой составляющей напряжения (тока) отдельно. В первом случае оперируют двумя видами суммарных коэффициентов нелинейных искажений: κ_f и κ'_f . Коэффициент κ_f характеризует отношение действующего значения всех возникающих гармонических составляющих к действующему значению всех составляющих напряжения на выходе измеряемого четырёхполюсника, а коэффициент κ'_f — отношение действующего значения всех гармонических составляющих только к действующему значению напряжения U_1 с основной частотой ω .

Опуская индексы, так как выражения носят общий характер, имеем в процентах:

$$\kappa_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}} \cdot 100\%; \quad \kappa'_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100\%.$$

Коэффициенты нелинейных искажений n -го порядка определяются в процентах общим выражением

$$\kappa'_{nf} = \frac{U_n}{U_1} \cdot 100\%.$$

При малых нелинейных искажениях можно считать, что

$$\kappa'_{2f} \approx \kappa_{2f} \approx \frac{\frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2}{a_1 U_{m1} + \frac{3}{4} a_3 U_{m1}^3} \approx \frac{2a_2 U_{m1}}{4a_1 + 3a_3 U_{m1}^2} \approx \frac{a_2 U_{m1}}{2a_1}$$

аналогично

$$\kappa'_{3f} \approx \kappa_{3f} \approx \frac{\frac{1}{4} a_3 U_{m1}^3}{a_1 U_{m1} + \frac{3}{4} a_3 U_{m1}^3} \approx \frac{a_3 U_{m1}^2}{4a_1 + 3a_3 U_{m1}^2} \approx \frac{a_3 U_{m1}^2}{4a_1}.$$

В некоторых случаях оценка нелинейных искажений производится по методам взаимной модуляции, т. е. по комбинационным продуктам нелинейных искажений. Например, такой метод используется при подаче на вход исследуемого объекта (ИО) многочастотного напряжения, имеющего в простейшем случае две дискретные синусоидальные составляющие. При этом пользуются следующими понятиями и терминологией.

Каждая возникающая комбинационная составляющая напряжения называется *продуктом взаимной модуляции*. В общем виде частота каждого продукта взаимной модуляции $f_{\text{пм}}$ выражается соотношением

$$f_{\text{пм}} = pf_1 \pm qf_2 \pm rf_3 \pm \dots, \quad (1.3)$$

где f_1, f_2, f_3 и т. д. — частоты синусоидальных напряжений, подведённых ко входу ИО.

Все продукты взаимной модуляции характеризуются порядком и родом. Порядок продукта взаимной модуляции определяется абсолютным значением суммы коэффициентов в правой части выражения (1.3), т. е. равен $\Sigma|p| + |q| + |r| + \dots$. Продукты взаимной модуляции второго порядка называются квадратическими, а продукты взаимной модуляции третьего порядка — кубическими.

Род продуктов взаимной модуляции определяется законом их суммирования. Продукты взаимной модуляции первого рода при прямолинейной фазо-частотной характеристике суммируются арифметически или, как иногда говорят, по напряжению, т. е. имеют одинаковые частоты и фазы. Продукты взаимной модуляции второго рода суммируются «по мощности». Продукты взаимной модуляции первого рода получаются только в тех случаях, когда при прямолинейной ФЧХ алгебраическая сумма коэффициентов в правой части выражения (1.3) равна единице. Простейшими продуктами взаимной модуляции первого рода являются продукты третьего порядка с частотами, равными $2f_1 - f_2$ и $f_1 + f_2 - f_3$, которые и используются иногда для оценки нелинейных искажений.

Довольно широко распространены методы взаимной модуляции при подаче на вход передающего устройства двух синусоидальных напряжений с амплитудами U_{m1} и U_{m2} :

$$U_{\text{вх}} = U_1 + U_2 = U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t.$$

В общем случае, принимая во внимание шесть членов полинома, значения амплитуд составляющих с частотами, кратными ω_1 , будут соответствовать значениям, приведённым в табл. 1.9. Аналогичные значения будут иметь амплитуды гармонических составляющих с частотами, кратными ω_2 ; только в этом случае надо поменять местами U_{m1} и U_{m2} .

ПРОДУКТЫ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИИ

| Члены полинома | Значение амплитуд при членах разложения | | | | | | |
|-------------------|---|---|---|---|---|---------------------------|--------------------|
| | $\omega_1 = 0$ | $\sin \omega_1 t$ | $\sin 2\omega_1 t$ | $\sin 3\omega_1 t$ | $\sin 4\omega_1 t$ | $\sin 5\omega_1 t$ | $\sin 6\omega_1 t$ |
| $a_1 U$ | — | $a_1 U_{m1}$ | — | — | — | — | — |
| $a_2 U^2$ | $\frac{a_2}{2} (U_{m1}^2 + U_{m2}^2)$ | — | $\frac{a_2}{2} U_{m1}^2$ | — | — | — | — |
| $a_3 U^3$ | — | $\frac{3}{4} a_3 (2U_{m1} U_{m2}^2 + U_{m3}^3)$ | — | $\frac{a_3}{4} U_{m1}^3$ | — | — | — |
| $a_4 U^4$ | $\frac{3}{8} a_4 (U_{m1}^4 + 4U_{m1}^2 \times U_{m2}^2)$ | — | $\frac{4}{8} a_4 (U_{m1}^4 + 3U_{m1}^2 \times U_{m2}^2)$ | — | $\frac{a_4}{8} U_{m1}^4$ | — | — |
| $a_5 U^5$ | — | $\frac{10}{16} a_5 (U_{m1}^5 + 3U_{m1}^4 \times U_{m2} + 6U_{m1}^3 U_{m2}^2)$ | — | $\frac{5}{16} a_5 (U_{m1}^5 + 4U_{m1}^3 \times U_{m2}^2)$ | — | $\frac{a_5}{16} U_{m1}^5$ | — |
| $a_6 U^6$ | $\frac{10}{32} a_6 (U_{m1}^6 + 9U_{m1}^4 \times U_{m2}^2 + 9U_{m1}^2 U_{m2}^4)$ | — | $\frac{15}{32} a_6 (U_{m1}^6 + 8U_{m1}^4 \times U_{m2}^2 + 6U_{m1}^2 U_{m2}^4)$ | — | $\frac{6}{32} a_6 (U_{m1}^6 + 5U_{m1}^4 \times U_{m2}^2)$ | — | $+7U_m^{VII}$ |

Если ограничиться рассмотрением влияния только первых трёх членов полинома (1.1), то при подаче на вход двух разноамплитудных напряжений получим продукты взаимной модуляции с амплитудами, указанными в табл. 1.10. Примерный спектр результирующего сигнала показан на рис. 1.4.

Таблица 1.10

СПЕКТР ПРОДУКТОВ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИИ

| Члены полинома | Значение амплитуд при членах разложения | | | | | | |
|----------------|--|--|--|---|--|---|---|
| | ω_1 | ω_2 | $\frac{2\omega_1}{2\omega_2}$ | $\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1 + \omega_2}$ | $\frac{3\omega_1}{3\omega_2}$ | $\frac{2\omega_1 - \omega_2}{2\omega_1 + \omega_2}$ | $\frac{\omega_1 - 2\omega_2}{\omega_1 + 2\omega_2}$ |
| $a_1 U$ | $a_1 U_{m1}$ | $a_1 U_{m2}$ | — | — | — | — | — |
| $a_2 U^2$ | — | — | $\frac{a_2 U_{m1}^2}{2}$ $\frac{a_2 U_{m2}^2}{2}$ | $a_1 U_{m1} U_{m2}$ | — | — | — |
| $a_3 U^3$ | $\frac{3a_3 U_{m1}^3}{4} + \frac{3a_3 U_{m2}^2 U_{m1}}{2}$ | $\frac{3a_3 U_{m2}^3}{4} + \frac{3a_3 U_{m1}^2 U_{m2}}{2}$ | — | — | $\frac{a_3 U_{m1}^3}{4}$ $\frac{a_3 U_{m2}^3}{4}$ | $\frac{3a_3 U_{m1}^2}{4} \times U_{m2}$ | $\frac{3a_3 U_{m2}^2}{4} \times U_{m1}$ |

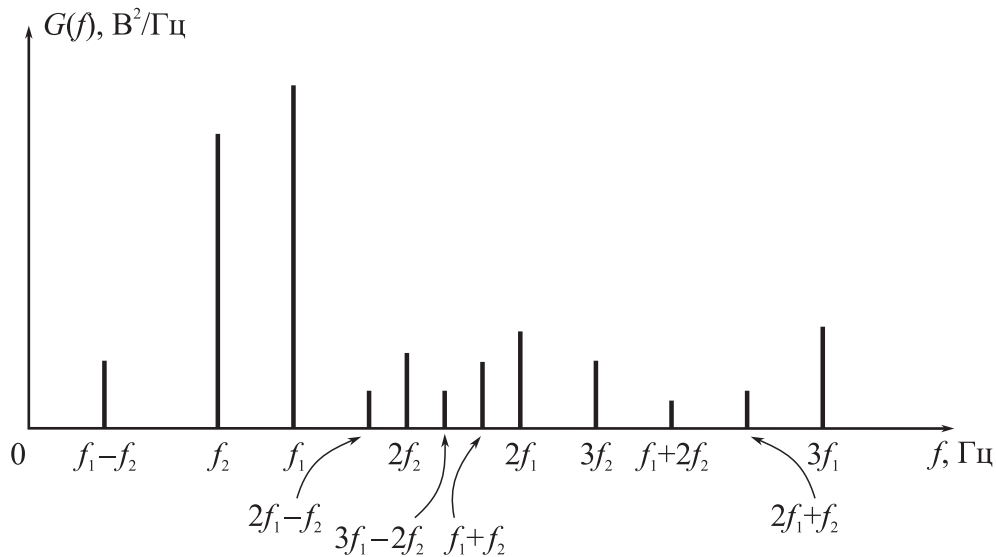


Рис. 1.4

Коэффициенты квадратических и кубических нелинейных искажений выражаются следующим образом:

$$m_2 = \frac{U''_{\omega_1 - \omega_2} + U''_{\omega_1 + \omega_2}}{U_1''} \approx \frac{2a_2 U_{m1} U_{m2}}{a_1 U_{m1} + \frac{3}{4} a_3 U_{m1}^3 + \frac{3}{2} a_3 U_{m1} U_{m2}^2}.$$

Пренебрегая вторым членом знаменателя, имеем

$$m_2 \approx \frac{2a_2 U_{m2}}{a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{m2}^2}.$$

Если кубические искажения малы, то $m_2 \approx 2a_2 U_{m2}/a_2$. Аналогично

$$\begin{aligned} m_3 &= \frac{U''_{\omega_1 - 2\omega_2} + U''_{\omega_1 + 2\omega_2}}{U_1''} \approx \frac{2\frac{3}{4} a_3 U_{m1} U_{m2}^3}{a_1 U_{m1} + \frac{3}{4} a_3 U_{m1} + \frac{3}{2} a_3 U_{m1} U_{m2}^2} \approx \\ &\approx \frac{\frac{3}{2} a_3 U_{m2}^2}{a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{m2}^2} \approx \frac{3}{2} \frac{a_3 U_{m2}^2}{a_1}. \end{aligned}$$

При условии $\omega_1 \ll \omega_2$ и $U_{m2} \ll U_{m1}$ спектр продуктов взаимной модуляции можно представить следующим графиком (рис. 1.5).

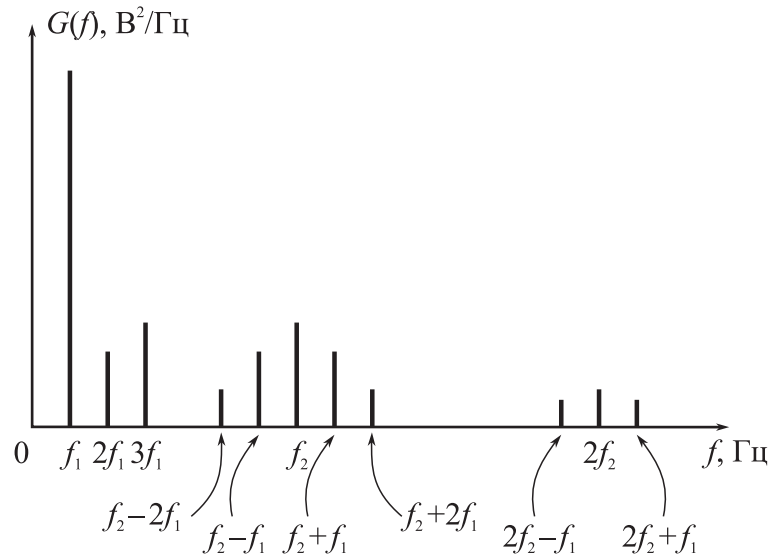


Рис. 1.5

При разноамплитудных исходных напряжениях нелинейные искажения оцениваются не по квадратическим и кубическим продуктам, а по всей сумме образующихся продуктов. Для этих случаев пересчётных коэффициентов нет.

В случае подачи на вход двух равноамплитудных синусоидальных напряжений оценку нелинейных искажений производят и по составляющей, имеющей частоту, равную разности частот $\omega_2 - \omega_1$. При этом в целях дальнейшего

приближённого определения соотношений между различными коэффициентами, характеризующими нелинейные искажения примерно в одинаковых условиях на входе, принимается, что амплитуды обоих напряжений равны $U_{m1}/2$. Тогда значения амплитуд, продуктов взаимной модуляции можно свести в таблицу (табл. 1.11). Спектр результирующего сигнала представлен на рис. 1.6.

Таблица 1.11

СПЕКТР ПРИ РАВНОАМПЛИТУДНЫХ СИГНАЛАХ

| Члены полинома | Значение амплитуд при членах разложения | | | | | |
|----------------|---|--------------------------------------|----------------------------------|--|--------------------------------------|--|
| | $\omega = 0$ | ω_1 ω_2 | $2\omega_1$ $2\omega_2$ | $\omega_1 + \omega_2$ $\omega_1 - \omega_2$ | $3\omega_1$ $3\omega_2$ | $2\omega_1 \pm \omega_2$ $2\omega_2 \pm \omega_1$ |
| a_0 | a_0 | — | — | — | — | — |
| $a_1 U$ | — | $\frac{a_1 U_{m1}}{2}$ | — | — | — | — |
| $a_2 U^2$ | $\frac{a_2 U_{m2}^2}{4}$ | — | $\frac{a_2 U_{m1}^2}{2 \cdot 4}$ | $a_2 \frac{U_{m1}^2}{4}$ | — | — |
| $a_3 U^3$ | — | $\frac{9}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8}$ | — | — | $\frac{1}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8}$ | $\frac{3}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8}$ |

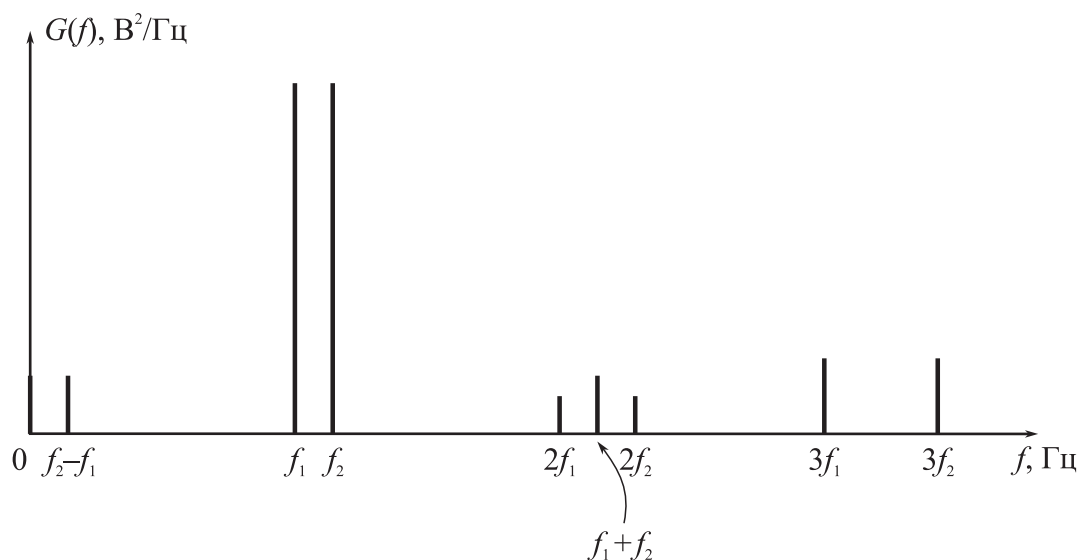


Рис. 1.6

Для коэффициентов квадратических и кубических искажений пользуются следующими выражениями:

$$d_2 = \frac{U''_{\omega_2 - \omega_1}}{U''_{\omega_1} + U''_{\omega_2}} = \frac{\frac{a_2}{4} U_{m1}^2}{2 \left[\frac{a_1}{2} U_{m1} + \frac{9}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8} \right]} = \frac{\frac{a_2}{4} U_{m1}}{2 \left[\frac{a_1}{2} + \frac{9}{4} a_3 \frac{U_{m1}^2}{8} \right]}.$$

При квадратической характеристике второй член знаменателя равен нулю и тогда можно считать $d_2 \approx \frac{a_2 U_{m1}}{4 a_1}$. Аналогично для кубических искажений

$$d_3 = \frac{U''_{2\omega_1 - \omega_2} + U''_{2\omega_2 - \omega_1}}{U''_{\omega_1} + U''_{\omega_2}} = \frac{\frac{3}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8}}{\frac{a_1}{2} U_{m1} + \frac{9}{4} a_3 \frac{U_{m1}^3}{8}} = \frac{3 a_3 \frac{U_{m1}^2}{8}}{2 a_1 + 9 a_3 \frac{U_{m1}^2}{8}};$$

при малых кубических искажениях $d_3 \approx \frac{3}{4} \frac{a_3 U_{m1}^2}{4 a_1}$.

Из приведённых формул и таблиц следует, что амплитуды всех возникающих продуктов находятся в резко выраженной степенной зависимости от напряжения, приложенного ко входу ИО. Следовательно, при любом частичном нарушении режима может возникнуть значительное изменение амплитудного спектра продуктов взаимной модуляции. При подаче на вход ИО трёхчастотного измерительного сигнала с равными (как обычно) амплитудами отдельных составляющих $u'_{\text{вх}} (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t + \sin \omega_3 t)$ на выходе измеряемого четырёхполюсника, помимо перечисленных в приведённых выше таблицах, появятся продукты нелинейных искажений с частотами: $3\omega_1$; $3\omega_2$; $3\omega_3$; $2\omega_1 \pm \omega_2$; $\omega_1 \pm 2\omega_2$; $2\omega_1 + \omega_3$; $\omega_1 \pm 2\omega_3$; $2\omega_2 \pm \omega_3$; $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$; $\omega_1 + \omega_3 - \omega_2$ и $\omega_2 + \omega_3 - \omega_1$ [14].

В более общем случае при n составляющих во входном напряжении и трёх членах полинома (1.1) число третьих гармоник будет равно n , число двучленных суммарно-разностных продуктов нелинейных искажений будет (совместно) равно $2n(n-1)$, число трёхчленных продуктов взаимной модуляции — равно $(2/3n)(n-1)(n-2)$.

Из табл. 1.12 видно, что продукты взаимной модуляции с комбинационными частотами имеют значительно большую амплитуду, чем гармонические составляющие того же порядка. При этом чем выше порядок рассматриваемого продукта взаимной модуляции, тем резче проявляется это обстоятельство.

Переходя к мощностям, можно установить, что при равноамплитудных составляющих напряжения на входе двучленные продукты второго порядка имеют

мощность, в четыре раза большую, чем мощность вторых гармоник. Аналогично, рассматривая продукты третьего порядка, можно установить, что мощность продуктов взаимной модуляции с частотами вида $2\omega_1 \pm \omega_2$ и т. д. в 9 раз больше мощности третьих гармоник, а мощность продуктов взаимной модуляции с частотами вида $\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$ в 36 раз больше мощности третьих гармоник и т. д. В табл. 1.12 приведены коэффициенты, характеризующие увеличение мощности без учёта влияния членов более высокого порядка, которые также могут создавать продукты взаимной модуляции с частотами более низкого порядка. Поскольку мощность последних обычно незначительна, то ими в первом приближении пренебрегают.

Таблица 1.12

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПО МОЩНОСТИ ПРОДУКТОВ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИИ

| Порядок продуктов | Вид продукта | Число продуктов | Мощность продуктов по отношению к мощности гармоники того же порядка | Общая мощность продуктов данного вида при n , равном: | | |
|-------------------|---|---|--|---|-----|-----------------|
| | | | | 2 | 3 | 10 |
| 2 | $2f_1; 2f_2; f_1 \pm f_2$ | n $n(n-1)$ | 1 | 2 | 3 | 10 |
| | | | 4 | 8 | 24 | 360 |
| 3 | $3f_1; 3f_2; 3f_3;$ $2f_1 \pm f_2; f_1 \pm 2f_2$ и т. д. $f_1 \pm f_2 \pm f_3$ | n $2n(n-1)$ ${}^2/{}_3n(n-1)(n-2)$ | 1 | — | 3 | 10 |
| | | | 9 | — | 108 | 1620 |
| | | | 36 | — | 144 | 17280 |
| 4 | $4f_1; 4f_2; 4f_3; 4f_4;$ $2f_1 \pm f_2 \pm f_3$ и т. д. $f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm f_4$ | n $2n(n-1)(n-2)$ ${}^1/{}_3n(n-1)(n-2) \times$ $\times(n-3)$ | 1 | — | — | 10 |
| | | | 144 | — | — | 207500 |
| | | | 576 | — | — | 968000 |
| 5 | $5f_1; 5f_2 \dots$ $2f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm f_4$ и т. д. $f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm f_4 \pm f_5$ | n ${}^4/{}_3n(n-1)(n-2) \times$ $\times(n-3)$ ${}^{12}/{}_5n(n-1) \times$ $\times(n-2) \dots (n-4)$ | 1 | — | — | 10 |
| | | | 3600 | — | — | $24 \cdot 10^6$ |
| | | | 14400 | — | — | $58 \cdot 10^6$ |

Так как вполне линейных фазовых характеристик не существует и ФЧХ в большинстве случаев (особенно на краях используемого диапазона частот) имеет некоторый загиб, то при этом продукты нелинейных искажений начинают суммироваться по мощности. Следовательно, результирующее напряжение оказывается меньше того, которое получается при арифметическом сложении. Подобные нарушения нормального закона сложения продуктов нелинейных искажений, проявляющиеся наиболее сильно в крайних зонах рабочих диапазонов

частот, а в многоканальных системах передачи — в крайних по диапазону частот группах каналов, чрезвычайно затрудняют возможность объективной оценки нелинейных искажений [14].

Чтобы определить нелинейные искажения в самых трудных условиях стремятся проводить измерения при тех частотах, на которых ФЧХ практически прямолинейна.

Для устранения сомнений в условиях суммирования продуктов взаимной модуляции рекомендуется одновременно проверять сдвиг фаз по ряду составляющих многочастотного измерительного сигнала. Но в некоторых случаях ориентируются на проведение измерений при наинизших частотах рабочего диапазона, чтобы получить наибольшее число продуктов высшего порядка. Эти два фактора приходится учитывать при определении нелинейных искажений по комбинационным составляющим.

Отмеченный недостаток методов измерений с двумя и тремя исходными измерительными сигналами заставил более детально разрабатывать методику измерения нелинейных искажений при передаче многочастотных сигналов с дискретным и сплошным спектрами. Эта методика к тому же проще сочетается с загрузкой соседних каналов многочастотными сигналами, эквивалентными рабочим сигналам.

В качестве модели многочастотного входного воздействия можно использовать модель Райса [13], а в качестве модели входного воздействия со сплошным спектром — модель квазирозового шума.

Модель Райса используется при многочастотном описании стационарного случайного процесса $n(t)$ с ограниченным спектром Δf_c и ограниченной длительностью T_c [16]

$$n(t) = \sum_{i=1}^{N_c} U_i \cos[2\pi(f_n + (i-1)\delta f)t + \varphi_i] \quad \text{при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c;$$

$$N_c = \Delta f_c T_c \gg 1; \delta f = 1/T_c; f_i = f_n + (i-1)\delta f; \Delta f_c = f_b - f_n;$$

$$\sigma_i^2 = \frac{U_i^2}{2} = \frac{\sigma_n^2}{N_c},$$

где N_c — количество гармонических составляющих $U_i(t)$; δf — частотный дискрет; U_i, f_i, φ_i — амплитуда, частота и фаза i -й составляющей; f_n, f_b — нижняя и

верхняя границы спектра; σ_i^2 — дисперсия амплитуды i -й составляющей; σ_n^2 — дисперсия процесса $n(t)$.

В модели Райса полагается, что амплитуда U_i распределяется по закону Релея, а фаза φ_i — по равномерному закону. Все гармонические составляющие $U_i(t)$ статистически независимы.

Модель квазибелого шума $n(t)$ описывается следующими соотношениями:

$$n(t) = U_n(t) \cos [\omega_n t + \varphi_n(t)]; G_n(f) = N_n \text{ при } f_H \leq f \leq f_B;$$

$$N_n = \frac{\sigma_n^2}{\Delta f_c}; \omega_n = \pi(f_H + f_B); R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{ sinc}^2(\pi \Delta f_c \tau) \cos \omega_n \tau,$$

где $U_n(t)$ — огибающая процесса; ω_n — средняя частота; $\varphi_n(t)$ — закон изменения фазы; $G_n(f)$ — зависимость спектрального распределения $n(t)$ от частоты; N_n — спектральная плотность процесса $n(t)$; $R_n(\tau)$ — автокорреляционная функция процесса $n(t)$.

1.3.4. Внутренний шум, накладывающийся на сигнал при его прохождении через систему, бывает двух видов: аддитивный и мультипликативный. При анализе шумовых искажений обычно считают, что другие виды искажений отсутствуют. Однако при решении некоторых задач (например, при расчёте динамического диапазона) следует учитывать и другие искажающие факторы. Внутренний шум, как правило, следует рассматривать как случайный процесс, статистически независимый от передаваемого сигнала.

При наличии аддитивного шума выходной сигнал $y(t)$ является суммой входного сигнала $S(t)$ и шума $n(t)$

$$y(t) = S(t) + n(t).$$

Аддитивный шум обычно считают стационарным случайным процессом со средним равным нулю, имеющим чаще всего нормальное распределение, хотя могут встретиться и другие распределения. Например, фон переменного тока имеет распределение, близкое к арккосинусному.

При анализе шумовых искажений в рамках данного учебного пособия учитывается только аддитивная составляющая шума $n(t)$, которая полагается узкополосным гауссовым стационарным процессом, а для исследования СРС используется модель ТРЗ.

Для таких исходных данных анализ шумовых искажений можно осуществлять на основе корреляционно-спектрального метода, в соответствии с которым на первом этапе определяется корреляционная функция входного процесса на выходе линейного или нелинейного узла, а затем в соответствии с теоремой Винера-Хинчина находится энергетический спектр на выходе линейного или нелинейного звена [13].

Далее для оценки шумовых искажений используется энергетический или вероятностный критерии.

Для оценки шумовых искажений на выходе ЛТП СРС на основе энергетического критерия целесообразно использовать отношение сигнал/шум $g_{л}$, которое при аппроксимации АЧХ ЛТП в виде идеального полосового фильтра (ИПФ) рассчитывается следующим образом:

$$g_{л} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2N_n}\Delta f_{лт}} \quad \text{при} \quad \Delta f_c \leq \Delta f_{лт},$$

где U_{mc} — амплитуда сигнала; Δf_c — ширина спектра сигнала; $\Delta f_{лт}$ — полоса пропускания ЛТП; N_n — спектральная плотность шума на входе ЛТП.

При анализе шумовых искажений вносимых нелинейным элементом в ИП, СРС при амплитудной характеристике

$$U_{вых} = a_0 + a_1U + a_2U^2 + a_3U^3 + a_4U^4 + a_5U^5,$$

как показано в работе [13], при воздействии на входе СРС одного шума $n(t)$ с дисперсией σ^2 корреляционная функция на выходе нелинейного элемента равна

$$\begin{aligned} B(\tau) = & [a_0 + a_2\sigma^2 + 3a_4\sigma^2] + R(\tau)[a_1\sigma^2 + 3a_3\sigma^2 + 15a_5\sigma^2] + \\ & + 2R^2(\tau)[a_2\sigma^2 + 6a_4\sigma^4] + 6R^3(\tau)[a_3\sigma^3 + 10a_5\sigma^5] + \\ & + 24R^4(\tau)a_4\sigma^4 + 120R^5(\tau)a_5\sigma^5, \\ R(\tau) = & \sigma^2 \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_{лт}\tau) \cos \omega_0\tau, \end{aligned}$$

где $R(\tau)$ — корреляционная функция шума $n(t)$ на выходе ЛТП СРС; ω_0 — средняя частота процесса на выходе ЛТП СРС.

Первое слагаемое соответствует мощности постоянной составляющей, второе слагаемое соответствует амплитуде компонента, имеющего спектр, аналогичный входному процессу, а последующие слагаемые соответствуют продуктам нелинейных искажений второго, третьего, четвертого и пятого порядков.

Одной из основных операций, выполняемых в ИП СРС, является *детектирование*.

Если предположить, что амплитудная характеристика нелинейного элемента ИП является квадратичной $U_{\text{вых}} = a_2 U^2$, а на вход ИП поступает смесь $y(t) = S(t) + n(t)$, то в этом случае корреляционная функция на выходе нелинейного элемента равна [13]

$$B(\tau) = a_2 [B_{s^2}(\tau) + \sigma^2 U_{\text{мс}}^2 + 4\sigma^2 B_s(\tau)R(\tau) + 2\sigma^4 R^2(\tau) + \sigma^4],$$

где $B_s(\tau)$ — корреляционная функция сигнала $S(t)$; $B_{s^2}(\tau)$ — корреляционная функция квадрата сигнала $S(t)$.

Первое слагаемое $B_{s^2}(\tau)$ при детектировании несёт полезную информацию о сигнале и соответствует компоненту «сигнал-сигнал»; второе и третье слагаемые $[\sigma^2 U_{\text{мс}}^2 + 4\sigma^2 B_s(\tau)R(\tau)]$ соответствуют компонентам «сигнал-шум»; четвёртое и пятое слагаемое $[2\sigma^4 R^2(\tau) + \sigma^4]$ соответствуют компонентам «шум-шум».

Для оценки шумовых искажений необходимо в соответствии с преобразованием Винера-Хинчина рассчитать энергетический спектр на выходе нелинейного элемента.

Спектральные составляющие, появляющиеся после преобразования образуются вследствие взаимных биений составляющих входного процесса, причём их число и интенсивность определяются видом преобразования и вероятностными характеристиками самого процесса на входе. В энергетическом спектре на выходе нелинейного неинерционного элемента различают в этом случае три главные части в зависимости от того, какие частотные составляющие на входе создают их. Дискретная часть спектра $G_{c-c}(\omega)$ соответствует биениям между компонентами сигнала. Одна часть непрерывного спектра $G_{ш-ш}(\omega)$ образуется биениями составляющих шума, а другая часть $G_{c-ш}(\omega)$ — взаимными биениями компонентов сигнала и шума. Дискретная часть спектра дополняется спектральной линией при $\omega = 0$, представляющей постоянную составляющую на выходе, которая также определяется биениями компонент сигнала и шума.

Пусть $C_2(\omega)$ — частотная характеристика фильтра, следующего за нелинейным элементом. Тогда энергетический спектр процесса на выходе ТРЗ равен

$$G(\omega) = C_2^2(\omega) [G_{c-c}(\omega) + G_{ш-ш}(\omega) + G_{c-ш}(\omega)].$$

Для того чтобы определить отношение сигнал/шум на выходе ТРЗ, необходимо решить, куда (к сигналу или к шуму) отнести часть выходного спектра $C_2^2(\omega)G_{c-ш}(\omega)$.

В связи с этим получаются две разновидности энергетического критерия оценки помехозащищённости:

- а) биения между компонентами сигнала и шума отнесены к шуму;
- б) биения между компонентами сигнала и шума отнесены к сигналу.

В первом случае выходное отношение сигнал/шум по мощности g_1^2 определяется по формуле

$$g_1^2 = \frac{\int_0^{\infty} C_2^2(\omega) G_{c-c}(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} C_2^2(\omega) [G_{ш-ш}(\omega) + G_{c-ш}(\omega)] d\omega},$$

а во втором случае выходное отношение сигнал/шум по мощности g_2^2 по формуле

$$g_2^2 = \frac{\int_0^{\infty} C_2^2(\omega) [G_{c-c}(\omega) + G_{c-ш}(\omega)] d\omega}{\int_0^{\infty} C_2^2(\omega) G_{ш-ш}(\omega) d\omega}.$$

По сравнению с критериями, основанными на более полных данных, энергетическая оценка имеет ряд преимуществ, заключающихся в простой физической трактовке, в возможности несложными математическими операциями фактически вычислять отношение сигнал/шум и получить таким образом некоторую меру качества устройства или системы. Однако при этом всегда следует помнить, что энергетическая оценка не полна: она даёт лишь частичную характеристику и, например, совершенно не учитывает действительный процесс принятия решения независимо от того, принимает ли его автомат или человек. Энергетическая оценка качества системы не всегда точно совпадает с результатами эксперимента, так как при наличии нелинейных элементов иногда в точности нельзя на выходе определить, что относится к сигналу, а что к шуму.

В таких случаях приходится обращаться к *вероятностным критериям*, основанным на использовании «тонкой структуры» процесса на выходе системы. Связаны ли эти критерии с вероятностями ошибок или вероятностями того, что отклонение процесса на выходе от заданного не превосходит фиксированной величины, вводится ли функция потерь, приписывающая стоимость каждому решению, или количество информации — во всех таких ситуациях для вычисле-

ния вероятностного критерия качества системы необходимо иметь, вообще говоря, многомерные функции распределения процесса на выходе системы.

Конечный результат действия различных искажающих факторов, несмотря на их различную физическую природу, одинаков: сигнал на выходе системы отличается от сигнала на её входе. Поэтому было бы целесообразно оценивать различные искажения с единых позиций. Такой подход развит в работе [13] на основе использования среднеквадратичного критерия различия сигналов

$$F_n = \overline{|x(t) - \tilde{x}(t)|^2},$$

где $x(t)$, $\tilde{x}(t)$ — сигналы на выходе реальной и идеальной СРС при входном воздействии $y(t)$; F_n — мера среднеквадратичных искажений.

Среднеквадратичный критерий различия сигналов может быть описан на основе энергетического и вероятностного подходов. При энергетическом подходе среднеквадратичный критерий различия сигналов трансформируется в отношение сигнал/помеха на выходе СРС по напряжению следующим образом [17]:

$$g = K_{ли} \cdot K_{ни} \cdot K_{ши},$$

где $K_{ли}$, $K_{ни}$, $K_{ши}$ — коэффициенты, учитывающие влияние линейных, нелинейных и шумовых искажений.

При построении СРС, функционирующей в широком динамическом диапазоне с использованием когерентного алгоритма, энергетический критерий можно представить следующим образом [18]:

$$g = \frac{\sqrt{2} g_{sn} r_c(\tau) \sqrt{\Delta f_{лт} T}}{\sqrt{1 + \frac{\sigma_{ни}^2}{\sigma_n^2}}}; \quad g_{sn}^2 = \frac{U_{mc}^2}{2\sigma_n^2},$$

где g_{sn} — отношение сигнал/«внутренний шум» на входе СРС по напряжению; σ_n^2 , $\sigma_{ни}^2$ — дисперсии, обусловленные шумовыми и нелинейными (интермодуляционными) искажениями; $r_c(\tau)$ — коэффициент автокорреляции сигнала, учитывающий линейные искажения в ЛТП СРС.

Вероятностный подход для оценки шумовых искажений будет описан во второй части учебного пособия.

1.4. Контрольная работа № 1

«Основные характеристики связанных сигналов»

1.4.1. Целью контрольной работы является анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик связанных сигналов.

1.4.2. Содержание контрольной работы формируется следующим образом. Обозначения типов сигналов, которые используются при составлении вариантов заданий для контрольной работы № 1, приведены в табл. 1.13.

Таблица 1.13

ОБОЗНАЧЕНИЕ ТИПОВ СИГНАЛОВ

| Обозначение | Тип сигнала, устройства |
|-------------|---|
| ① | прямоугольный видеоимпульс, $S_{11}(t)$ |
| ② | периодическая пачка прямоугольных видеоимпульсов, $S_{12}(t)$ |
| ③ | видеосигнал с меандровым законом изменения, $S_{13}(t)$ |
| ④ | видеосигнал в виде 13-разрядной кодовой последовательности Баркера, $S_{14}(t)$ |
| ⑤ | двоичный код в виде заданной ПСП, $S_{15}(t)$ |
| ⑥ | амплитудно-манипулированный (АМн), $S_{21м}(t)$ |
| ⑦ | амплитудно-манипулированный (АМн), $S_{21псп}(t)$ |
| ⑧ | фазоманипулированный (ФМ-2), $S_{22м}(t)$ |
| ⑨ | фазоманипулированный (ФМ-2), $S_{22псп}(t)$ |
| ⑩ | гармонический (ГС), $S_{31}(t)$ |
| ⑪ | амплитудно-модулированный (АМ), $S_{32}(t)$ |
| ⑫ | частотно-модулированный (ЧМ), $S_{33}(t)$ |
| ⑬ | квазибелый шум (Ш), $S_{34}(t)$ |

По заданным типам и параметрам сигналов, приведённых в табл. 1.14 необходимо произвести: 1) аналитическое описание сигналов; 2) построить эпюры временного, спектрального и корреляционного представления сигналов (временное, спектральное и корреляционное представления сигналов приведены в табл. 1.3—1.5); 3) произвести классификацию по информативным признакам, приведённым в табл. 1.1.

1.4.3. Исходные данные формулируются следующим образом. По степени сложности сигналов, представленных в табл. 1.13, можно сделать следующие

выводы: сигналы 1-го класса — ②, ③, ⑥, ⑧, ⑫; сигналы 2-го класса — ①, ⑦, ⑩, ⑬; сигналы 3-го класса — ④, ⑤, ⑨, ⑪.

Диапазоны значений параметров сигналов находятся в следующих пределах: $A \in [0,1; 10]$ В; $U_m \in [0,3; 3]$ В; $\varphi_c = 0$; $\tau_{и} \in [10^{-6}; 10^{-4}]$ с; $T_s \in [10^{-6}; 10^{-4}]$ с; $T_{п} \in [10^{-3}; 10^{-1}]$ с; $t_0 \in [0; 10^{-6}]$ с; $f_c \tau_{и} \in [5; 50]$; $f_c T_s \in [3; 30]$; $N \in [3; 15]$; $m \in [0,2; 0,7]$; $F \in [10^2; 10^4]$ Гц; $\beta \in [5; 20]$.

Таблица 1.14

ВАРИАНТЫ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ № 1

| № варианта | Типы сигналов | № варианта | Типы сигналов |
|------------|---------------|------------|---------------|
| 1 | ③ ① ④ | 17 | ③ ⑩ ④ |
| 2 | ⑥ ⑦ ⑤ | 18 | ⑥ ① ⑪ |
| 3 | ② ① ⑤ | 19 | ⑫ ⑦ ④ |
| 4 | ⑧ ⑨ ⑩ | 20 | ② ⑫ ④ |
| 5 | ⑫ ⑪ ⑬ | 21 | ③ ⑩ ⑤ |
| 6 | ③ ⑦ ④ | 22 | ⑥ ⑦ ⑨ |
| 7 | ⑥ ⑩ ⑪ | 23 | ⑧ ⑬ ⑪ |
| 8 | ⑧ ⑬ ④ | 24 | ② ⑩ ⑪ |
| 9 | ⑫ ⑦ ④ | 25 | ⑫ ⑩ ④ |
| 10 | ② ⑩ ⑪ | 26 | ③ ① ⑨ |
| 11 | ③ ⑩ ⑨ | 27 | ⑥ ⑬ ⑨ |
| 12 | ⑧ ⑪ ④ | 28 | ⑧ ⑬ ⑤ |
| 13 | ⑥ ① ⑤ | 29 | ② ⑦ ⑨ |
| 14 | ⑫ ① ④ | 30 | ⑫ ① ⑤ |
| 15 | ② ⑦ ④ | 31 | ② ③ ⑥ |
| 16 | ⑧ ⑩ ⑤ | 32 | ⑥ ⑧ ⑫ |

1.5. Контрольная работа № 2

«Анализ прохождения сигналов через узлы типового радиозвена»

1.5.1. Целью контрольной работы является анализ спектрального распределения процессов на выходе линейных элементов ТРЗ.

1.5.2. Содержание контрольной работы формулируется в виде двух задач.

1. По заданным входным процессам $U_{1a}(t)$, $U_{1б}(t)$ и их параметрам U_i, f_i, m, F рассчитать и построить спектральное распределение процесса на входе нелинейного элемента со следующей амплитудной характеристикой:

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} R_{\text{н}} = a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 \text{ при } R_{\text{н}} = 10^3 \text{ Ом};$$

$$a_1 = 0,1; a_2 = 0,5 \text{ 1/В}; a_3 = 0,005 \text{ 1/В}^2;$$

$$U_{1a}(t) = U_1 \cos 2\pi f_1 t + U_2 \cos 2\pi f_2 t;$$

$$U_{1б}(t) = U_1(1 + m \cos 2\pi F t) \cos 2\pi f_1 t.$$

По результатам анализа сформулировать требования к граничным частотам фильтров для обеспечения: а) амплитудного детектирования (АД); б) умножения частоты (УЧ); в) преобразования частоты (ПрЧ) вверх и вниз; г) автокорреляционного детектирования (АкД). Обозначения типов сигналов и устройств, которые используются при составлении вариантов заданий для контрольной работы № 2, приведены в табл. 1.15.

Таблица 1.15

ОБОЗНАЧЕНИЕ ТИПОВ СИГНАЛОВ И УСТРОЙСТВ

| Обозначение | Тип сигнала, устройства |
|-------------|---|
| ① | гармонический (ГС), $S_{31}(t)$ |
| ② | простой импульсный сигнал (ПИС) |
| ③ | амплитудно-модулированный (АМ), $S_{32}(t)$ |
| ④ | фазоманипулированный (ФМ-2), $S_{22м}(t)$ |
| ① | амплитудный детектор (АД) |
| ② | усилитель частоты 2-х частотный (УЧ _{2f}) |
| ③ | усилитель частоты 3-х частотный (УЧ _{3f}) |
| ④ | когерентный детектор (КогД) |
| ⑤ | преобразователь частоты (ПрЧ) вверх и вниз |
| ⑥ | автокорреляционный детектор (АкД) |

2. По заданному режиму (АД, УЧ, ПрЧ, АкД) провести анализ прохождения заданного класса и параметров сигнала (ГС, ПИС, АМ, ФМ) через функциональные узлы и построить графики временного и спектрального распределения при различных вариантах исходных данных, представляющих линейные искажения. Обосновать выбор полосы пропускания Δf_{ϕ} полосовых фильтров и постоянной времени интегратора T .

1.5.3. Исходные данные формулируются следующим образом.

Диапазоны значений параметров сигналов находятся в следующих пределах: $t_0 = 0$ с; $\varphi_c = 0$; $\Delta\varphi \in [0, \pi]$; $U_1 = U_2 \in [0, 1; 1]$ В; $f_1 \in [10^5; 10^6]$ Гц; $\Delta f = f_1 - f_2 \in [10^3; 10^4]$ Гц; $F \in [10^3; 10^4]$ Гц; $m \in [0,3; 0,7]$; $T_c = 1$ с; $\Delta f_{\phi 1} > \Delta f_s$; $\tau_{и} = T_{\text{э}} = \tau_{\text{лз}} \in [10^{-1}; 10^{-2}]$ с.

Сигналы: ①, ②, ⑬, ⑭, ⑯.

Устройства: ⑳, ㉑, ㉒, ㉓, ㉔, ㉕, ㉖.

Степень согласования: ⑳ — а) $\tau_{и}/T = 1$; б) $T_{\text{э}}/T = 1$; в) $\Delta f_{\phi 2} \tau_{и} = 1$;

㉑ — а) $\tau_{и}/T = 0,1$; б) $T_{\text{э}}/T = 0,1$; в) $\Delta f_{\phi 2} \tau_{и} = 0,1$;

㉒ — а) $\tau_{и}/T = 10$; б) $T_{\text{э}}/T = 10$; в) $\Delta f_{\phi 2} \tau_{и} = 10$.

Таблица 1.16

ВАРИАНТЫ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ № 2

| № варианта | Типы сигналов | № варианта | Типы сигналов |
|------------|------------------|------------|------------------|
| 1 | 1) ⑬ 2) ⑫ ⑳ ㉑ | 17 | 1) ⑬ 2) ⑭ ⑵ ㉑ |
| 2 | 1) ⑯ 2) ⑬ ⑳ ㉑ | 18 | 1) ⑯ 2) ⑭ ⑵ ㉑ |
| 3 | 1) ⑬ 2) ⑪ ㉒ ㉓ | 19 | 1) ⑬ 2) ⑭ ⑵ ㉑ |
| 4 | 1) ⑯ 2) ⑪ ㉓ ㉑ | 20 | 1) ⑯ 2) ⑭ ⑵ ㉑ |
| 5 | 1) ⑬ 2) ⑫ ⑳ ㉑ | 21 | 1) ⑬ 2) ⑭ ⑵ ㉑ |
| 6 | 1) ⑯ 2) ⑫ ㉒ ㉓ | 22 | 1) ⑯ 2) ⑬ ⑳ ㉑ |
| 7 | 1) ⑬ 2) ⑫ ㉓ ㉑ | 23 | 1) ⑬ 2) ⑬ ⑳ ㉑ |

Окончание табл. 1.16

| № варианта | Типы сигналов | № варианта | Типы сигналов |
|------------|--------------------|------------|------------------|
| 8 | 1) ⑩ 2) ⑭ ⑳ ㉑ ㉓ | 24 | 1) ⑩ 2) ⑬ ⑳ ㉓ |
| 9 | 1) ⑬ 2) ⑭ ⑳ ㉒ | 25 | 1) ⑬ 2) ⑬ ㉒ ㉓ |
| 10 | 1) ⑩ 2) ⑭ ⑳ ㉓ | 26 | 1) ⑩ 2) ⑬ ㉒ ㉒ |
| 11 | 1) ⑬ 2) ⑭ ㉒ ㉓ | 27 | 1) ⑬ 2) ⑬ ㉒ ㉓ |
| 12 | 1) ⑩ 2) ⑭ ㉒ ㉓ | 28 | 1) ⑩ 2) ⑪ ㉒ ㉓ |
| 13 | 1) ⑬ 2) ⑭ ㉒ ㉓ | 29 | 1) ⑬ 2) ⑪ ⑳ ㉓ |
| 14 | 1) ⑩ 2) ⑭ ㉒ ㉒ | 30 | 1) ⑩ 2) ⑪ ㉒ ㉓ |
| 15 | 1) ⑬ 2) ⑭ ㉒ ㉓ | 31 | 1) ⑬ 2) ⑪ ㉒ ㉓ |
| 16 | 1) ⑬ 2) ⑭ ㉒ ㉓ | 32 | 1) ⑩ 2) ⑪ ㉒ ㉓ |

1.6. Лабораторные работы № 1—3

«Моделирование формирователей видео- и радиосигналов»

1.6.1. Содержание лабораторных работ формулируются следующим образом. Лабораторная работа № 1 посвящена моделированию формирователей (генераторов) видеосигналов; лабораторная работа № 2 посвящена моделированию формирователей (генераторов) дискретных радиосигналов; лабораторная работа № 3 посвящена моделированию формирователей (генераторов) аналоговых радиосигналов.

1.6.2. Целью работ является: 1) ознакомление с системой схемотехнического моделирования «Micro-Cap»; 2) изучение методов анализа и моделирования формирователей (генераторов) видеосигналов и радиосигналов.

1.6.3. Этапы выполнения работ формулируются следующим образом. В соответствии с заданным номером варианта:

1) составить функциональную схему генераторов видеосигналов (ГВ), генераторов дискретных радиосигналов (ГДР) и генераторов непрерывных радиосигналов (ГНР) и произвести установку их основных параметров;

2) в режиме «Временной анализ»¹ промоделировать видеосигналы и радиосигналы и зафиксировать их на графиках;

3) в режиме «Спектральный анализ»² промоделировать энергетические спектры видео- и радиосигналов и зафиксировать их на графиках;

¹ Временной анализ — это анализ переходных процессов, который осуществляется при выполнении команды программы «Micro-Cap» Transient... из меню Analysis. На оси абсцисс (X Expression) следует указать переменную времени T, а переменной оси ординат (Y Expression) является узловое напряжение, обозначаемое V(номер узла схемы), например, V(1) — напряжение на первом узле схемы.

² Спектральный анализ — это анализ спектральной функции, который осуществляется при выполнении команды программы «Micro-Cap» Transient... из меню Analysis. На оси абсцисс (X Expression) следует указать переменную частотой F, а в качестве переменной оси ординат (Y Expression) — спектральную функцию узлового напряжения, обозначаемую как AS(V(номер узла схемы)), например, AS(V(1)) — спектральная функция напряжения первого узла схемы.

4) в режиме «Корреляционный анализ»³ промоделировать автокорреляционные функции видео- и радиосигналов и зафиксировать их на графиках;

5) произвести сравнительный анализ результатов моделирования с теоретическими расчётами, проведёнными в ходе выполнения домашнего задания, и обосновать основные параметры моделирования, задаваемые сразу после запуска схемы на моделирование в окне Transient Analysis Limits («Пределы временного анализа») в программе Micro-Cap.

1.7. Методические указания к выполнению лабораторных работ № 1—3

1.7.1. При выполнении лабораторной работы № 1 необходимо осуществить моделирование формирователей (генераторов) следующих видеосигналов:

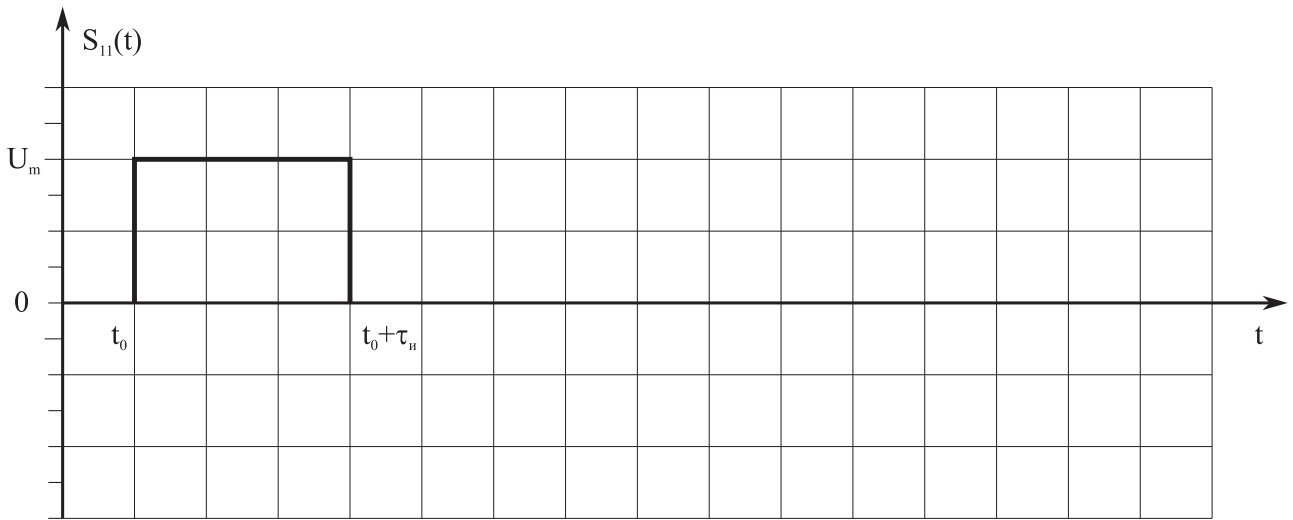
- а) прямоугольного видеоимпульса $S_{11}(t)$;
- б) прямоугольной пачки прямоугольных видеоимпульсов $S_{12}(t)$;
- в) видеосигнала с меандровым законом изменения $S_{13}(t)$;
- г) видеосигнала в виде 13-разрядной кодовой последовательности Баркера $S_{14}(t)$;
- д) видеосигнала в виде биполярного двоичного кода с произвольным законом формирования $S_{15}(t)$.

Временное представление упомянутых выше сигналов приведено на рис. 1.7.

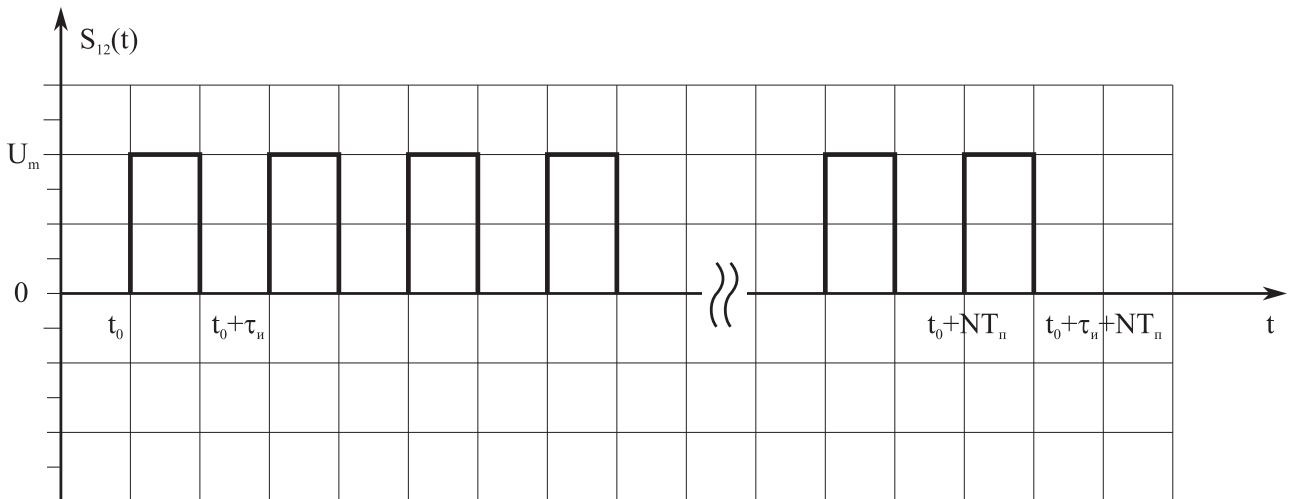
1.7.2. Этапы выполнения лабораторной работы № 1 поясняются на примерах, приведённых в подразд. 1.6.5.

1.7.3. Для расчёта энергетического спектра и автокорреляционной функции заданных видеосигналов можно использовать соотношения, приведённые в табл. 1.3.

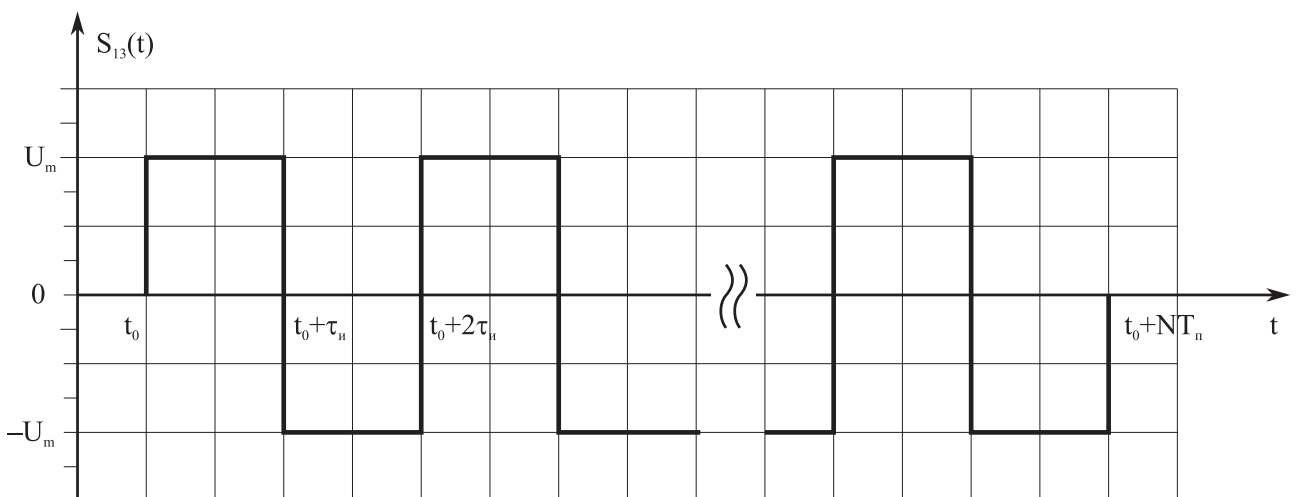
³ Корреляционный анализ — это анализ корреляционной функции, который осуществляется при выполнении команды программы «Micro-Cap» Transient... из меню Analysis. На оси абсцисс (X Expression) следует указать переменную времени T, а в качестве переменной оси ординат (Y Expression) — корреляционную функцию узлового напряжения, обозначаемого как AC(V(номер узла схемы)), например, AC(V(1)) — корреляционная функция напряжения первого узла схемы.



a

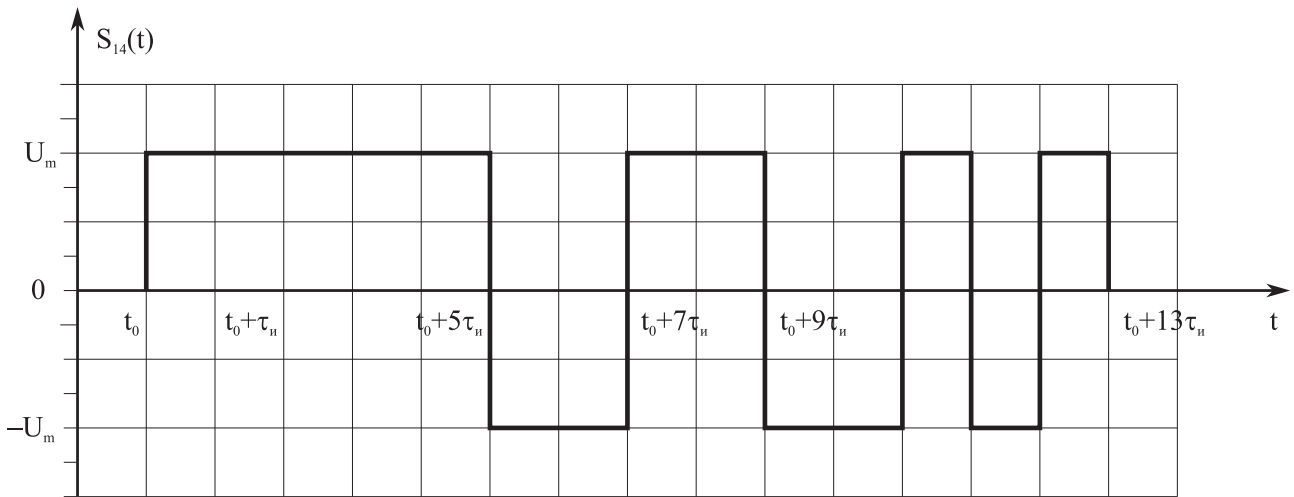


б

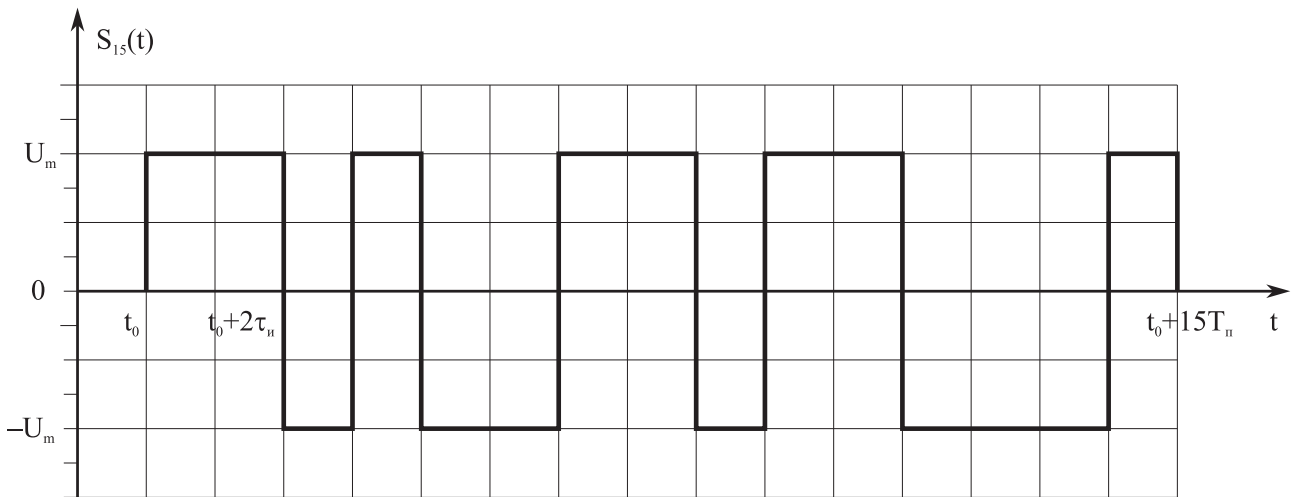


в

Рис. 1.7



з



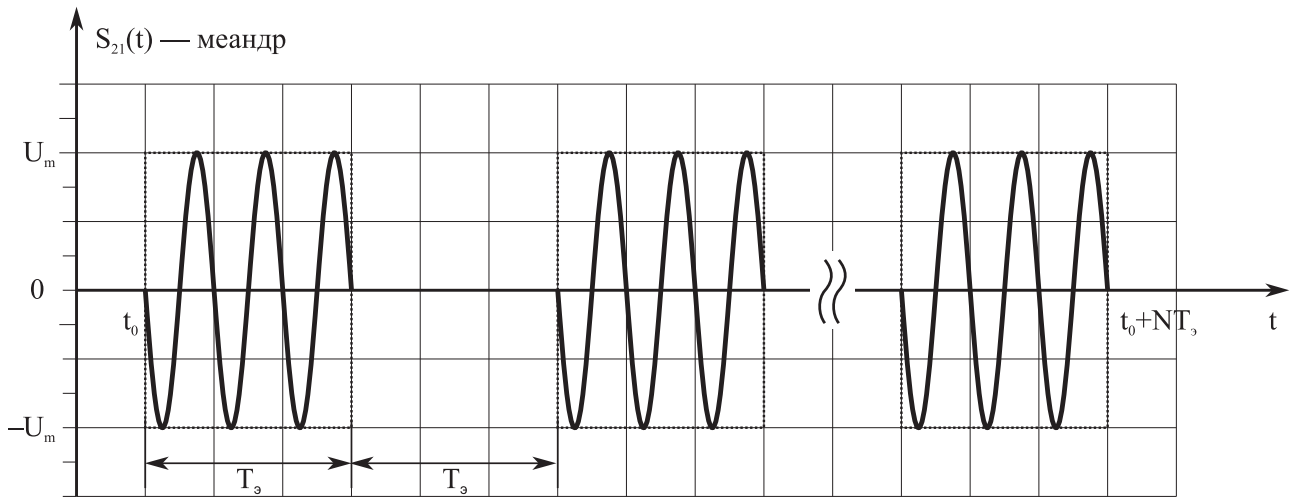
д

Рис. 1.7 (окончание)

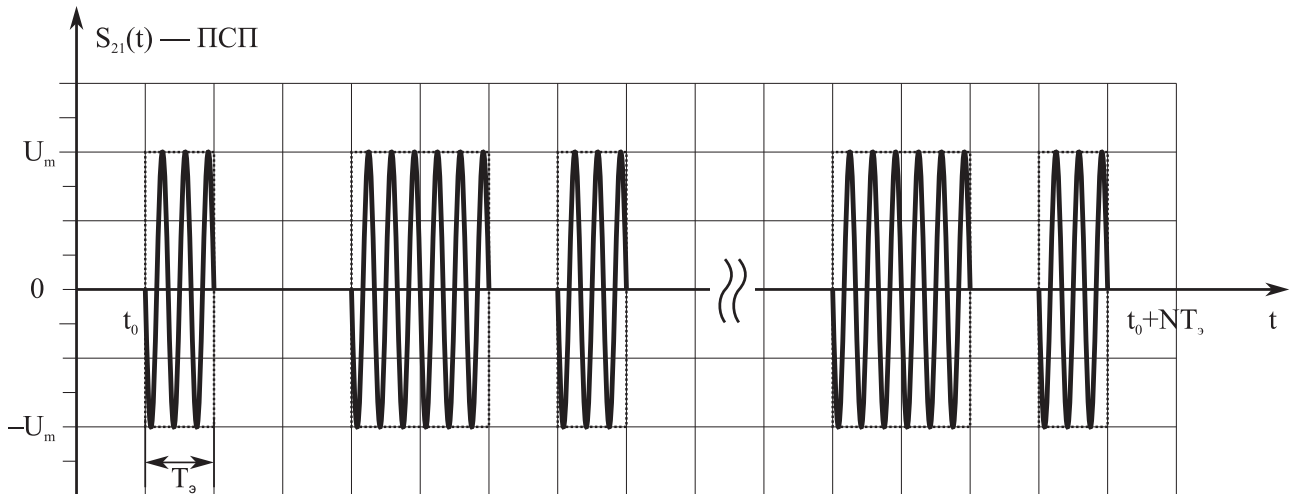
1.7.4. При выполнении лабораторной работы № 2 необходимо осуществить моделирование формирователей (генераторов) следующих дискретных радиосигналов:

- радиосигналов с амплитудной манипуляцией (АМн) при пассивной паузе $S_{21}(t)$;
- радиосигналов с однократной фазовой манипуляцией (ФМ-2) $S_{22}(t)$;
- радиосигналов с однократной частотной манипуляцией (ЧМ-2) $S_{23}(t)$.

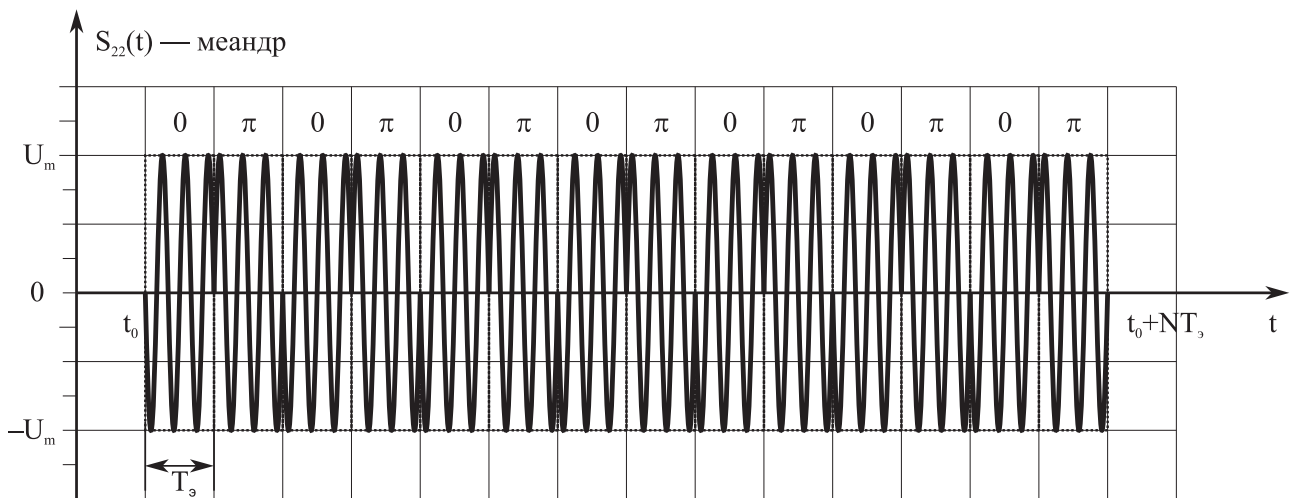
Временное представление упомянутых выше сигналов приведено на рис. 1.8.



a

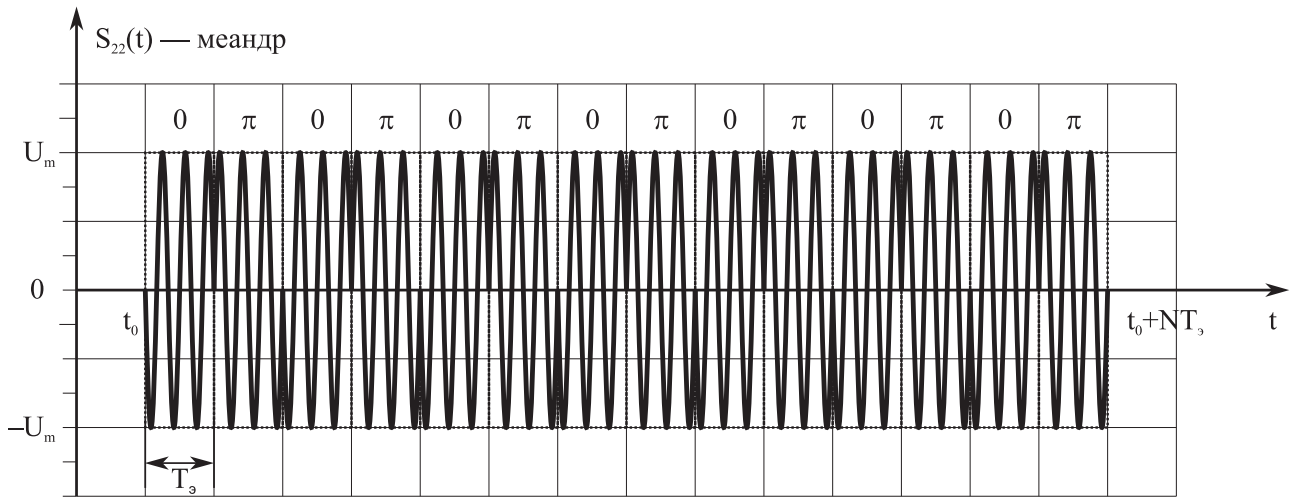


б

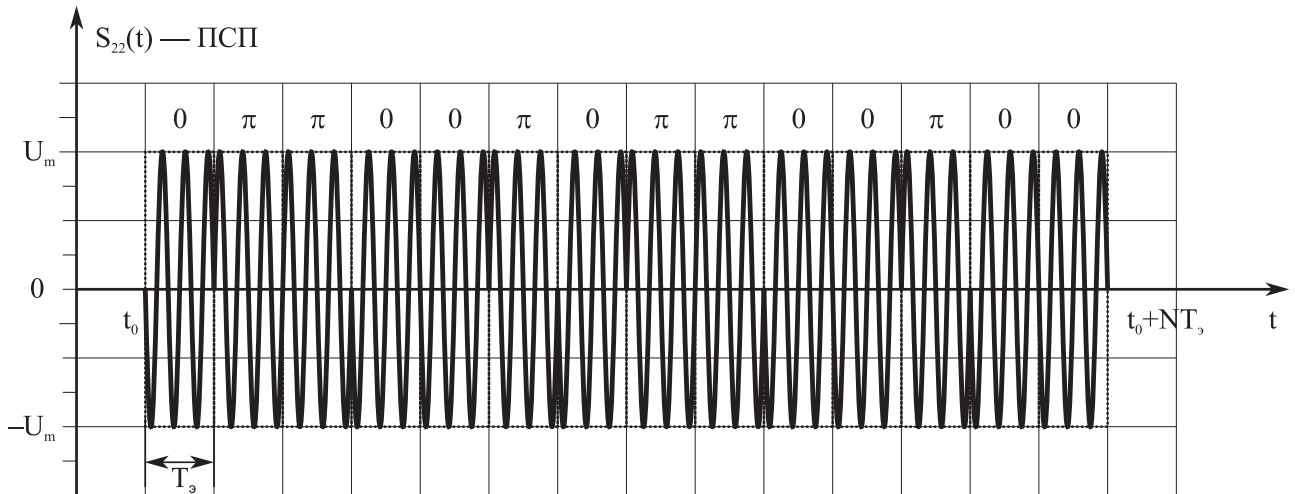


в

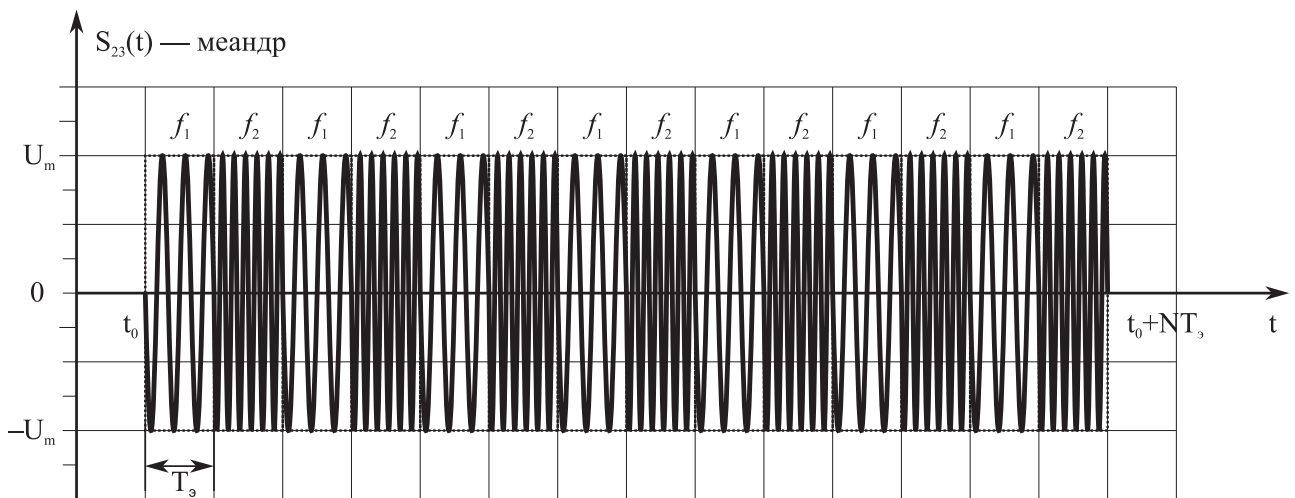
Рис. 1.8



2

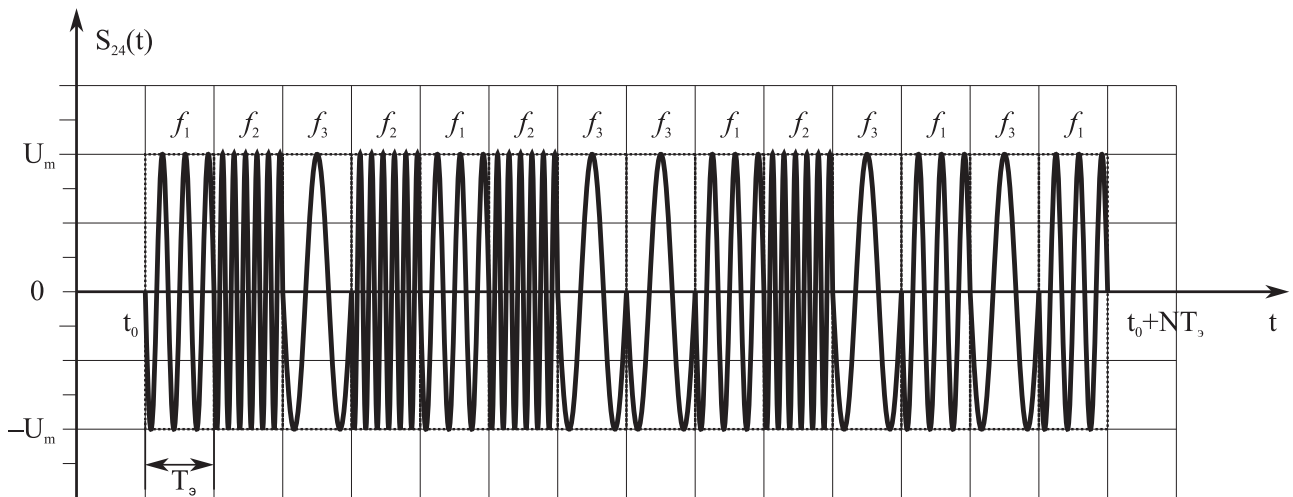


д



e

Рис. 1.8 (продолжение)



Ж

Рис. 1.8 (окончание)

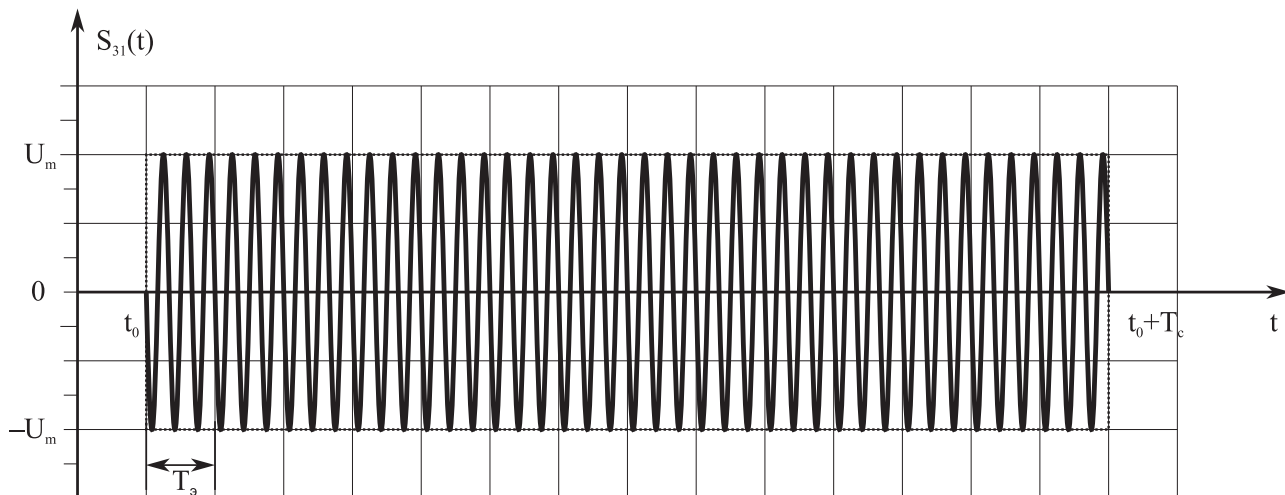
1.7.5. Этапы выполнения лабораторной работы № 2 аналогичны этапам выполнения лабораторной работы № 1.

1.7.6. Для расчёта энергетического спектра и автокорреляционной функции заданных дискретных радиосигналов можно использовать соотношения, приведённые в табл. 1.4. В качестве манипулирующей функции меандра необходимо использовать псевдослучайную последовательность (ПСП).

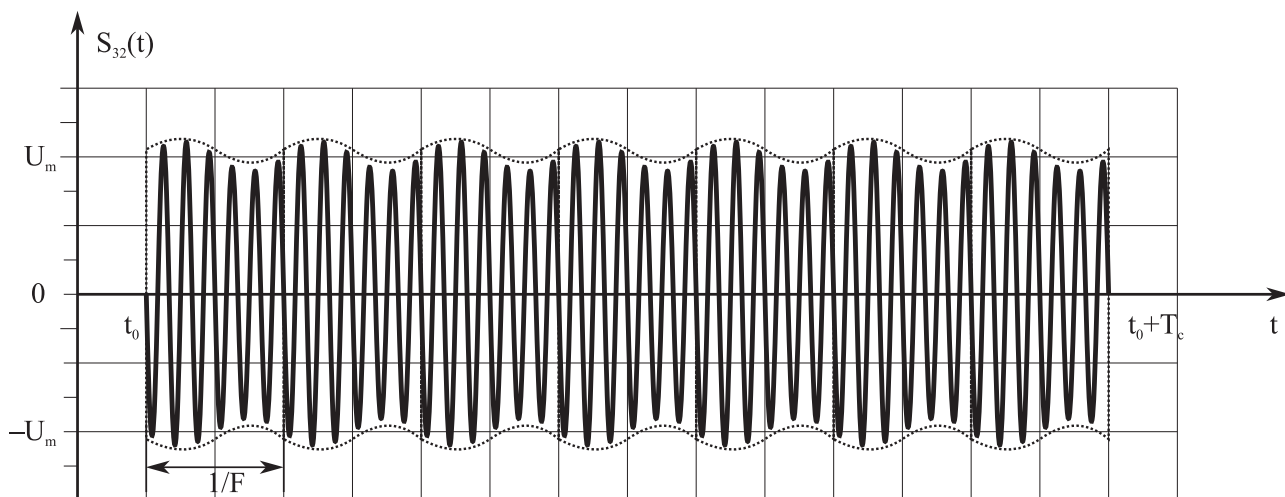
1.7.7. При выполнении лабораторной работы № 3 необходимо осуществить моделирование формирователей (генераторов) следующих аналоговых радиосигналов:

- а) гармонического радиосигнала $S_{31}(t)$;
- б) амплитудно-модулированного радиосигнала (АМ) $S_{32}(t)$;
- в) частотно-модулированного радиосигнала (ЧМ) $S_{33}(t)$;
- г) шумового сигнала (Ш) в виде квазибелого шума $S_{34}(t)$.

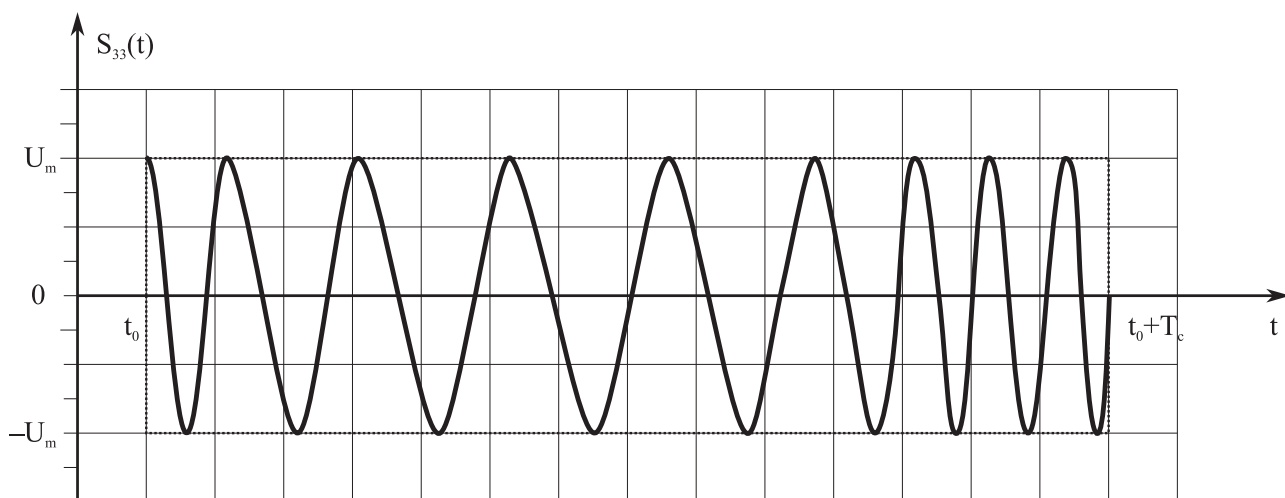
Временное представление упомянутых выше сигналов приведено на рис. 1.9.



a

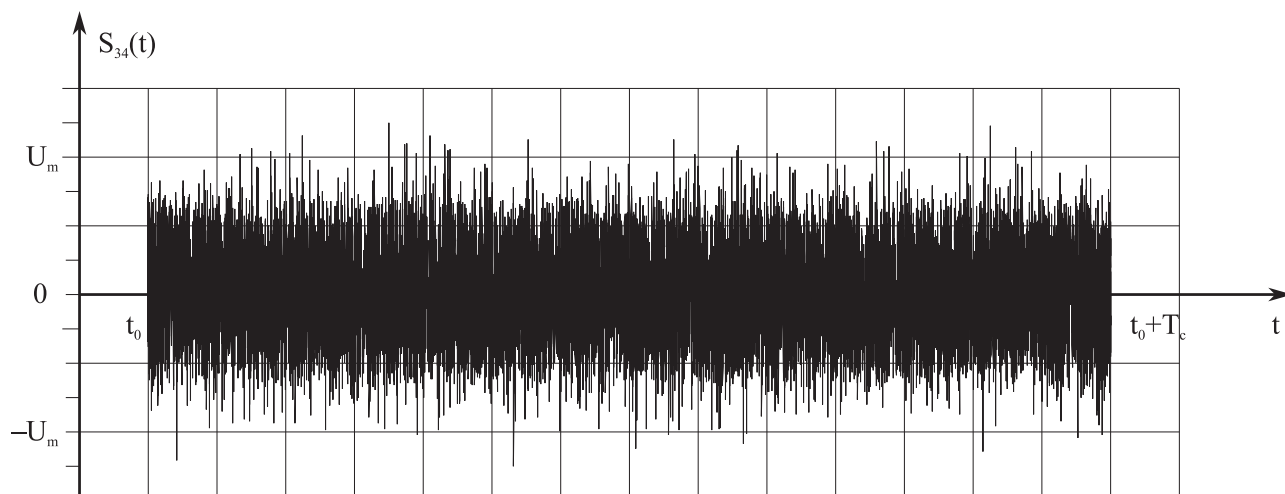


б



в

Рис. 1.9



2

Рис. 1.9 (окончание)

1.7.8. Этапы выполнения лабораторной работы № 3 аналогичны этапам выполнения лабораторной работы № 1.

1.7.9. Для расчёта энергетического спектра и автокорреляционной функции заданных аналоговых радиосигналов можно использовать соотношения, приведённые в табл. 1.5.

1.8. Примеры выполнения лабораторных работ (лабораторная работа № 1)

1.8.1. Существует несколько способов формирования видеоимпульсов, заданных в соответствии с условием задачи. Во-первых, видеоимпульсы можно формировать, используя различные схемы мультивибраторов, триггеров, вентилях и т. п.; во-вторых, некоторые генераторы видеосигналов уже реализованы в «Micro-Cap (5—8)» (например, генератор пачки прямоугольных импульсов); в-третьих, реализовать генераторы можно с помощью *функциональных источников сигналов (ФИ)*, а также на основе применения *независимых источников переменного напряжения (НИПН)*. Далее для формирования видеосигналов рассмотрим возможность использования ФИ и НИПН.

Так, при построении генераторов одиночного прямоугольного импульса (ОПИ) и манипулирующей последовательности, задаваемой 13-разрядным кодом Баркера (МПКБ), используем ФИ, поскольку НИПН более пригоден для формирования пачки импульсов и периодической манипулирующей последовательности.

При построении генераторов периодической пачки прямоугольных импульсов (ПППИ) и меандра воспользуемся НИПН, ввиду того, что ФИ требует описания каждого импульса, т. е. для коротких последовательностей импульсов применение ФИ возможно, но для задания последовательностей, состоящих из большого числа импульсов, описание ФИ будет громоздким.

1.8.2. Рассмотрим применение ФИ. В общем виде нелинейные ФИ сигналов описываются математическими формулами или выражениями, задаваемыми пользователем, т. е. в качестве параметров ФИ вводится функциональная зависимость параметров сигналов и узлов от напряжений и токов схемы.

Например, выражение $2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1 \text{E}6 \cdot t)$ описывает гармоническое колебание с амплитудой сигнала 2 В и несущей частотой 1 МГц.

Обозначение на схеме для зависимых источников напряжения **NFV**.

1.8.3. Рассмотрим применение НИПН. Независимые источники переменного напряжения (обозначение на схеме **V**) позволяют создать входные воздействия разнообразной формы: импульсные, синусоидальные, экспоненциальные, кусочно-линейные, с частотной модуляцией.

В общем виде импульсный сигнал задаётся так:

```
PULSE v1 v2 td tr tf pw per,
```

где PULSE — оператор, задающий импульсный сигнал; v1, v2 — начальное и максимальное значения напряжения импульса; td — начало переднего фронта импульса; tr — длительность переднего фронта импульса; tf — длительность заднего фронта импульса; pw — длительность плоской части импульса; per — период повторения импульсов.

1.8.4. Рассмотрим построение генератора ОПИ. На рис. 1.10 представлена схема генератора ОПИ, построенная на основе ФИ (обозначение на схеме **NFV**):

Значения параметров ФИ задаются функцией `Funct1`, которая раскрывается в текстовом окне программы «Micro-Cap (5–8)» и имеет следующий вид:

```
.DEFINE Ti 1e-5
.DEFINЕ To 1e-5
.DEFINЕ Funct1 1.0*(T>=To AND T<=To+Ti),
```

где `.DEFINE` — текстовая директива позволяет присваивать произвольному *имени* — *число* или значение функциональной зависимости (*формула*). Использование текстовой директивы `.DEFINE` не является строго обязательным, а применяется в целях сокращения записи больших выражений.

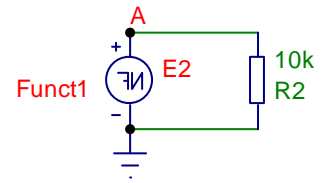


Рис. 1.10

В рассмотренном выше примере *именам* T_i и T_o присваивается *число* $1E-5$ (это означает, что переменные $T_i = T_o = 10^{-5}$), а *имени* `Funct1` присваивается *формула* $1.0 * (T >= T_o \text{ AND } T <= T_o + T_i)$, т. е. $\text{Funct1} = 1.0 * (T >= T_o \text{ AND } T <= T_o + T_i)$, где T — текущее время; $>=$, AND , $<=$ — операторы сравнения, задающие временное окно одного импульса; T_o — время начала импульса; T_i — длительность импульса.

1.8.5. Рассмотрим построение генератора ПППИ. На рис. 1.11 представлена схема генератора ПППИ, построенная на основе НИПН (обозначение на схеме V).

В соответствии с заданием пачка прямоугольных импульсов на основе НИПН описывается следующим образом:

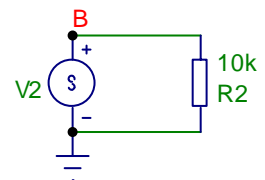


Рис. 1.11

```
.DEFINE B1 0
.DEFINE B2 1
.DEFINE td2 1e-5
.DEFINE tr2 0
.DEFINE tf2 0
.DEFINE pw2 1e-5
.DEFINE per2 1e-4
.DEFINE Funct2 PULSE B1 B2 td2 tr2 tf2 pw2 per2
```

1.8.6. Рассмотрим построение генератора меандра. На рис. 1.12 представлена схема генератора меандра, построенная на основе НИПН (обозначение на схеме V).

В соответствии с заданием меандр на основе НИПН описывается следующим образом:

```
.DEFINE B1 0
.DEFINE B2 1
.DEFINE td2 1e-5
.DEFINE tr2 0
.DEFINE tf2 0
.DEFINE pw2 1e-5
.DEFINE per2 1e-4
.DEFINE Funct2 PULSE B1 B2 td2 tr2 tf2 pw2 per2
```

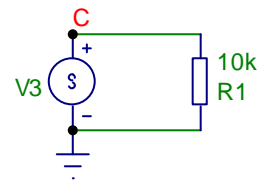


Рис. 1.12

1.8.7. Рассмотрим построение генератора МПКБ. На рис. 1.13 представлена схема генератора МПКБ, построенная на основе ФИ (обозначение на схеме NFV).

В соответствии с заданием МПКБ на основе ФИ описывается следующим образом:

```
.DEFINE TiB 1e-5
.DEFINE To 1e-5
.DEFINE Funct4 1.0*(T>=To AND
T<=To+5*TiB)+(-1.0)*(T>=To+5*TiB AND
T<=To+7*TiB)+1.0*(T>=To+7*TiB AND
T<=To+9*TiB)++(-1.0)*(T>=To+9*TiB AND
T<=To+10*TiB)+1.0*(T>=To+10*TiB AND T<=To+11*TiB)+(-
1.0)*(T>=To+11*TiB AND
T<=To+12*TiB)+1.0*(T>=To+12*TiB AND T<=To+13*TiB)
```

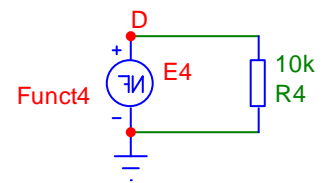


Рис. 1.13

1.8.8. Рассмотрим построение генератора ПСП. На рис. 1.14 представлена схема генератора ПСП, построенная на основе ФИ (обозначение на схеме NFV).

В соответствии с заданием ПСП на основе ФИ описывается следующим образом:

```
.DEFINE TiB 1e-5
.DEFINE To 1e-5
.DEFINE Funct5 1.0*(T>=To AND
T<=To+2*TiB)+(-1.0)*(T>=To+2*TiB AND
T<=To+3*TiB)+1.0*(T>=To+3*TiB AND
```

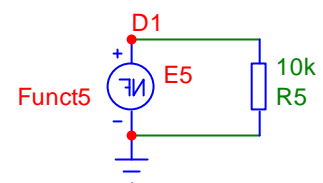


Рис. 1.14

$$\begin{aligned}
& T \leq T_0 + 4 * T_{iB}) ++ (-1.0) * (T \geq T_0 + 4 * T_{iB} \text{ AND} \\
& T \leq T_0 + 6 * T_{iB}) + 1.0 * (T \geq T_0 + 6 * T_{iB} \text{ AND } T \leq T_0 + 8 * T_{iB}) + (- \\
& 1.0) * (T \geq T_0 + 8 * T_{iB} \text{ AND } T \leq T_0 + 9 * T_{iB}) + 1.0 * (T \geq T_0 + 9 * T_{iB} \\
& \text{AND } T \leq T_0 + 11 * T_{iB}) + (-1.0) * (T \geq T_0 + 11 * T_{iB} \text{ AND} \\
& T \leq T_0 + 14 * T_{iB}) + 1.0 * (T \geq T_0 + 14 * T_{iB} \text{ AND } T \leq T_0 + 15 * T_{iB}) ,
\end{aligned}$$

где T_0 — время начала ПСП; T_{iB} — длительность одного импульса ПСП.

1.8.9. При выполнении временного анализа схемы необходимо задать ряд параметров: в поле для ввода **Time Range** задаётся общее время анализа ($T_{\text{мод}}$); в поле для ввода **X Expression** нужно указать имя переменной, откладываемой по оси X, т. е. время T; в поле для ввода **Y Expression** необходимо указать математическое выражение для переменной, откладываемой по оси Y, т. е. для данного случая напряжение в выходном узле схемы $V(\cdot)$, поскольку выходные узлы вышерассмотренных схем имеют свои обозначения (генератор ОПИ — **A**, генератор ПППИ — **B**, генератор, формирующий меандр — **C**, генератор МПКБ — **D** и генератор ПСП — **D1**), то выходное напряжение для каждой схемы должно определяться следующим образом: $V(A)$, $V(B)$, $V(C)$, $V(D)$, $V(D1)$); в поле для ввода **P** (Plot Group) нужно указать число в диапазоне от 1 до 9, определяющее номер графического окна, в котором будет построена данная функция. Остальные числовые параметры задаются в процессе моделирования для проведения детального анализа и могут изменяться.

При выполнении спектрального анализа (расчёт спектра сигнала с помощью преобразования Фурье) необходимо также задать ряд параметров: в поле для ввода **Time Range** задаётся общее время анализа ($T_{\text{мод}}$); в поле для ввода **X Expression** нужно указать частоту F; в поле для ввода **Y Expression** необходимо задать функцию собственного спектра сигналов исследуемых генераторов сигналов $AS(V(\cdot))$, т. е. для вышерассмотренных генераторов используем следующие функции: $AS(V(A))$, $AS(V(B))$, $AS(V(C))$, $AS(V(D))$, $AS(V(D1))$); в поле для ввода **P** (Plot Group) нужно указать число в диапазоне от 1 до 9, определяющее номер графического окна, в котором будет построена данная функция. Остальные числовые параметры задаются в процессе моделирования для проведения детального анализа и могут изменяться.

При выполнении корреляционного анализа необходимо задать время анализа ($T_{\text{мод}}$), в поле для ввода **X Expression** нужно указать время T; в поле для ввода **Y Expression** использовать функцию автокорреляции $AC(V(\cdot))$ для вы-

ходных напряжений каждой схемы: $AC(V(A))$, $AC(V(B))$, $AC(V(C))$, $AC(V(D))$, $AC(V(D1))$; в поле для ввода **P** (Plot Group) нужно указать число в диапазоне от 1 до 9, определяющее номер графического окна, в котором будет построена данная функция. Остальные числовые параметры задаются в процессе моделирования для проведения детального анализа и могут изменяться..

На рис. 1.15 показаны результаты временного, спектрального и корреляционного анализов схемы генератора ОПИ.

На рис. 1.16 показаны результаты временного, спектрального и корреляционного анализов схемы генератора ПППИ.

На рис. 1.17 показаны результаты временного, спектрального и корреляционного анализов схемы генератора, формирующего меандр.

На рис. 1.18 показаны результаты временного, спектрального и корреляционного анализов схемы генератора МПКБ.

На рис. 1.19 показаны результаты временного, спектрального и корреляционного анализов схемы генератора ПСП.

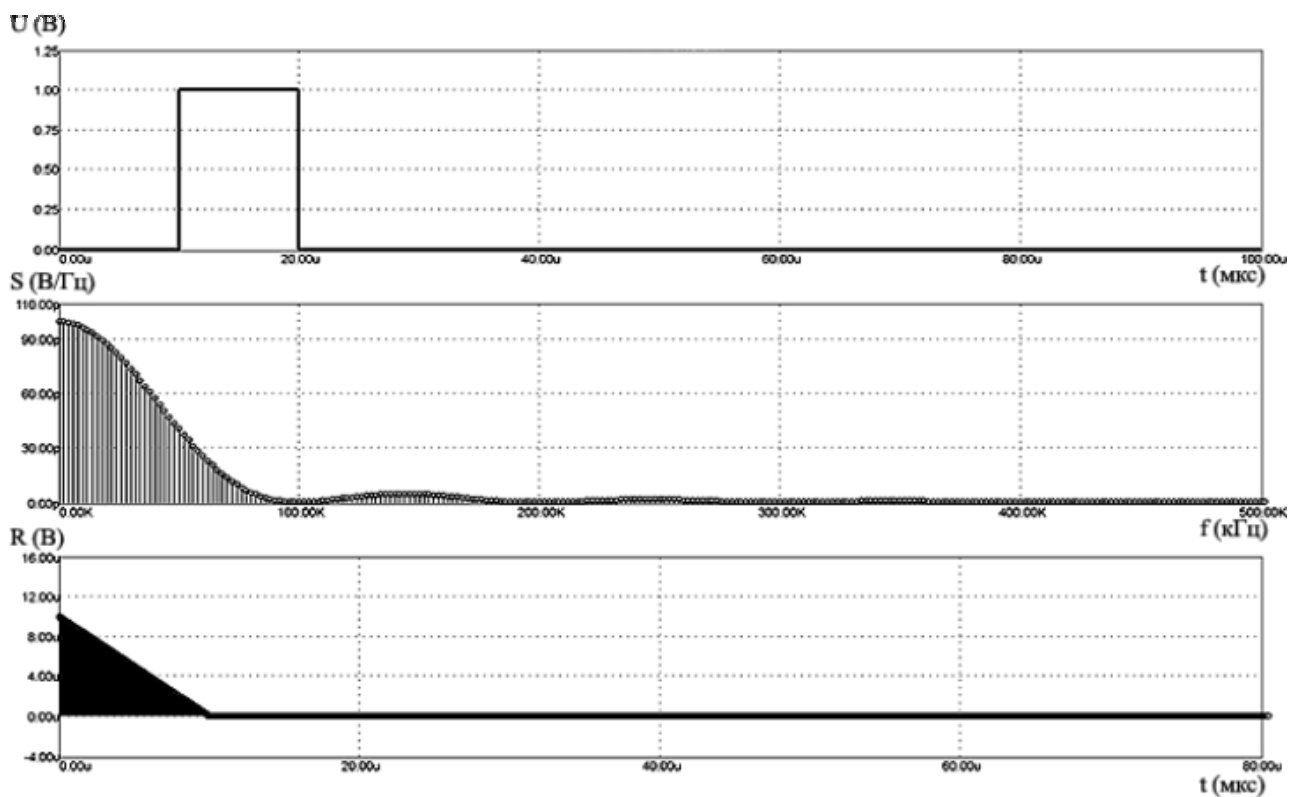


Рис. 1.15

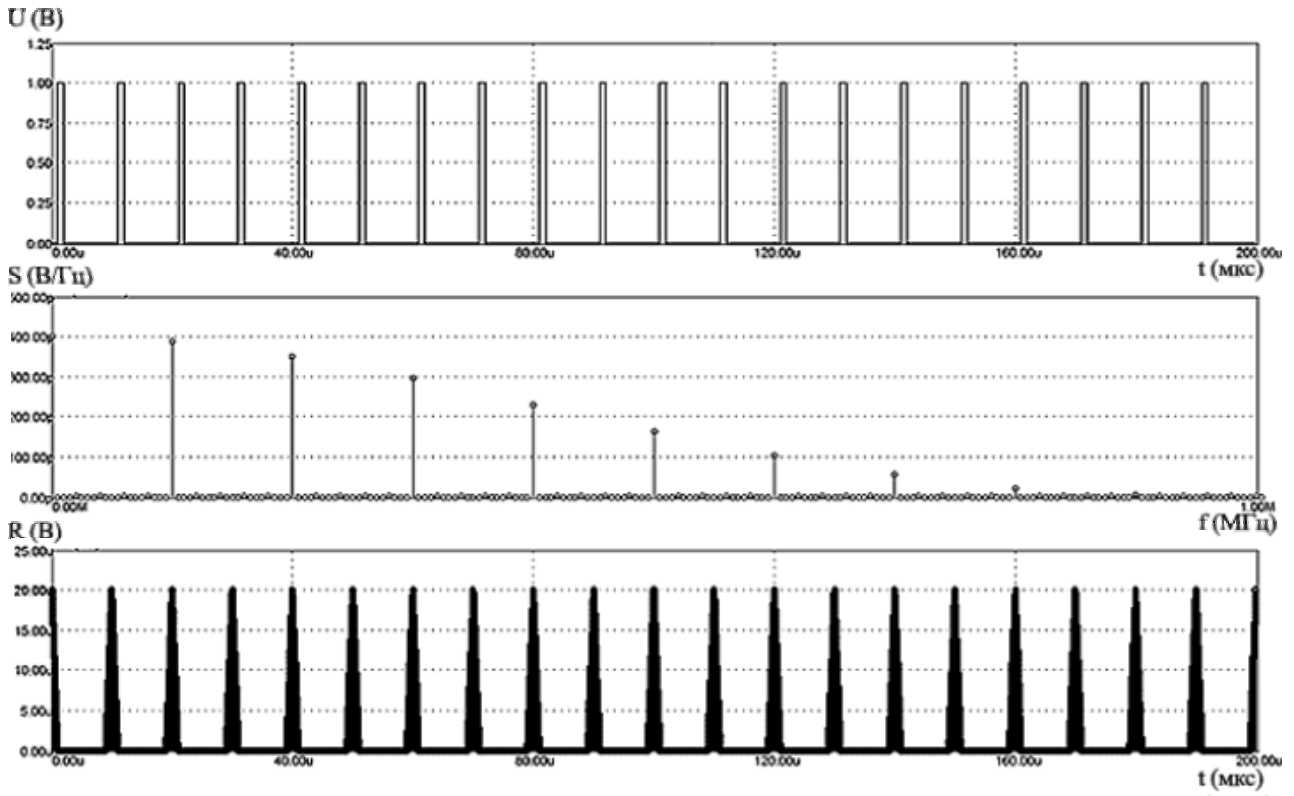


Рис. 1.16

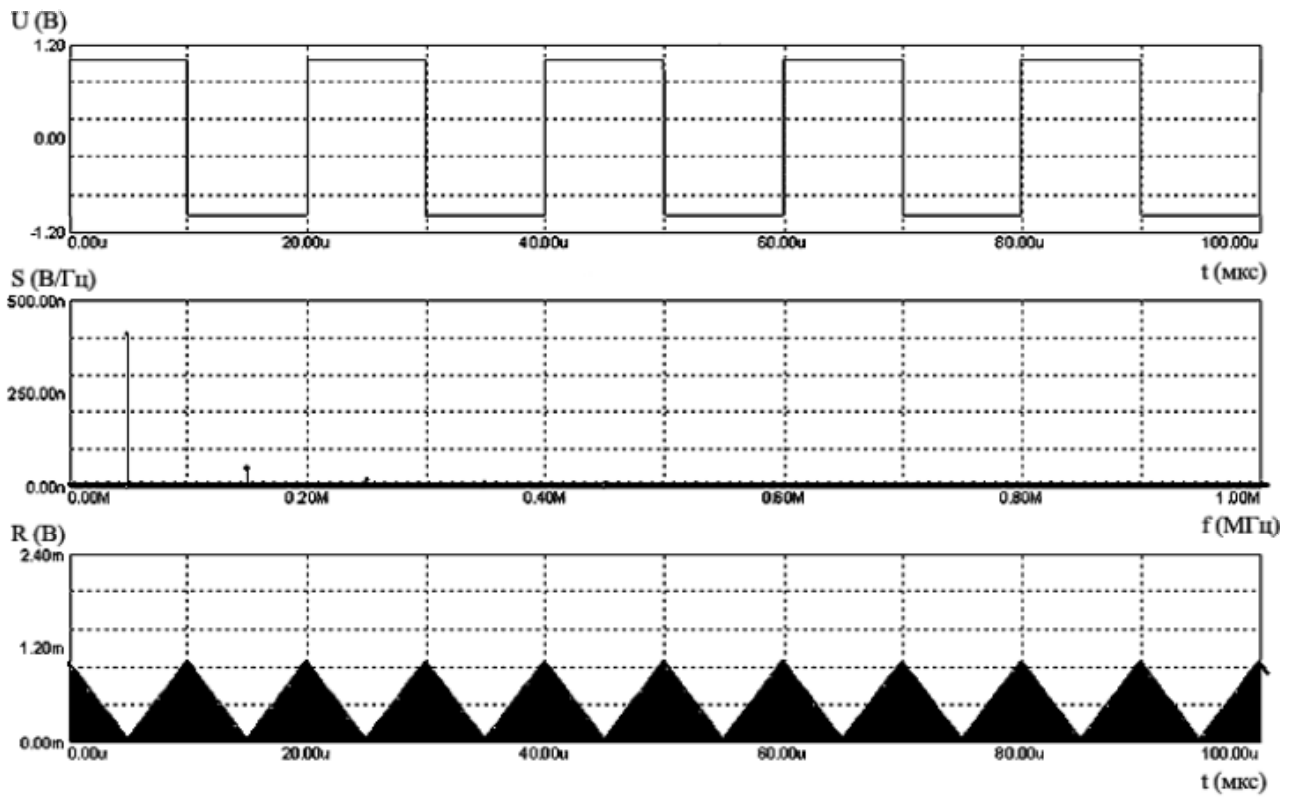


Рис. 1.17

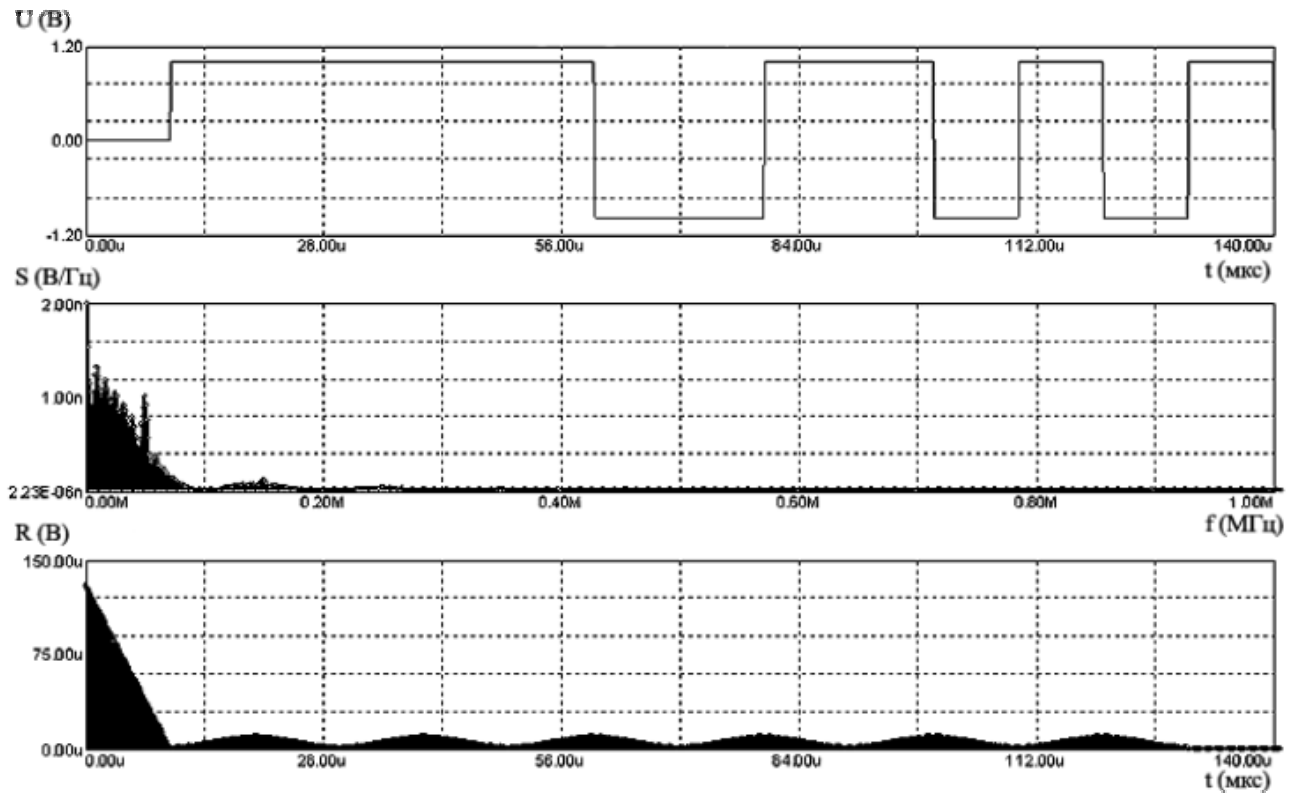


Рис. 1.18

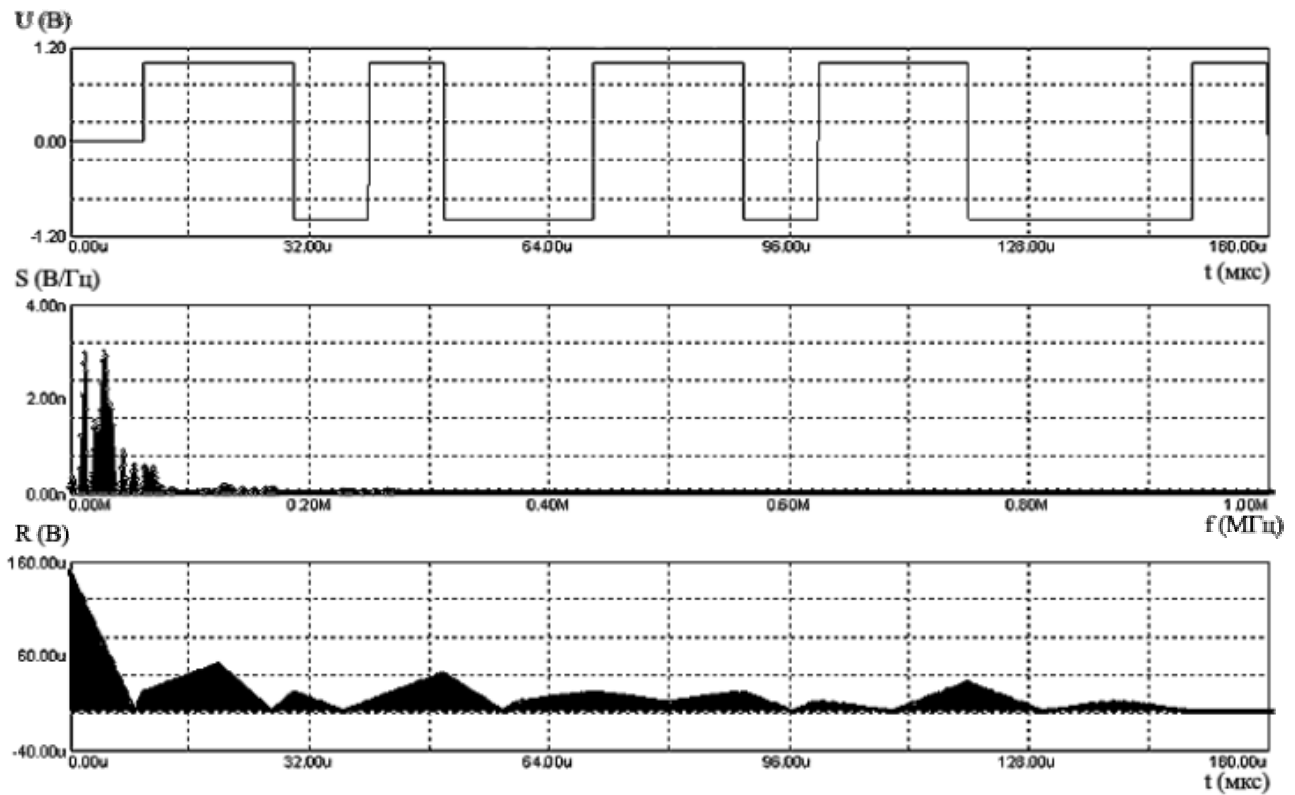


Рис. 1.19

1.8.10. Варианты заданий к лабораторной работе № 1 приведены в табл. 1.17 и 1.18.

Таблица 1.17

| | | | |
|---------------------------|---|---|---|
| $A = 1 \text{ В}$ | 1.2.1 — $\tau_{\text{и}} = 10^{-3} \text{ с}$ | 1.2.2 — $\tau_{\text{и}} = 10^{-4} \text{ с}$ | 1.2.3 — $\tau_{\text{и}} = 10^{-5} \text{ с}$ |
| $t_0 = 10^{-5} \text{ с}$ | 1.3.1 — $T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}} = 5$ | 1.3.1 — $T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}} = 10$ | 1.3.3 — $T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}} = 20$ |
| | 1.4.1 — $N = 7$ | 1.4.2 — $N = 10$ | 1.4.3 — $N = 13$ |
| | 1.4.5 — $N = 15$ | | |

Таблица 1.18

| Варианты | $S_{11}(t)$ | $S_{12}(t)$ | $S_{13}(t)$ | $S_{14}(t)$ | $S_{15}(t)$ |
|----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 |
| | | 1.3.1 | — | — | — |
| | | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.3 |
| 2 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.3 |
| 3 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 |
| | | 1.3.3 | — | — | — |
| | | 1.4.3 | 1.4.3 | 1.4.3 | 1.4.3 |
| 4 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 | 1.2.1 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.3 |
| 5 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 | 1.2.2 |
| | | 1.3.1 | — | — | — |
| | | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.1 |
| 6 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.3 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 |
| 7 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.3 | 1.2.2 | 1.2.3 |
| | | 1.3.3 | — | — | — |
| | | 1.4.4 | 1.4.4 | 1.4.4 | 1.4.4 |
| 8 | 1.2.2 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.3 | 1.2.3 |
| | | 1.3.1 | — | — | — |
| | | 1.4.5 | 1.4.5 | 1.4.5 | 1.4.5 |
| 9 | 1.2.3 | 1.2.2 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.2 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 | 1.4.2 |
| 10 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.3 | 1.2.1 | 1.2.2 |
| | | 1.3.3 | — | — | — |
| | | 1.4.3 | 1.4.3 | 1.4.3 | 1.4.3 |
| 11 | 1.2.2 | 1.2.3 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.3 |
| | | 1.3.1 | — | — | — |
| | | 1.4.5 | 1.4.5 | 1.4.5 | 1.4.5 |

| Варианты | $S_{11}(t)$ | $S_{12}(t)$ | $S_{13}(t)$ | $S_{14}(t)$ | $S_{15}(t)$ |
|----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 12 | 1.2.3 | 1.2.2 | 1.2.1 | 1.2.3 | 1.2.1 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.1 | 1.4.1 |
| 13 | 1.2.1 | 1.2.2 | 1.2.3 | 1.2.1 | 1.2.2 |
| | | 1.3.1 | — | — | — |
| | | 1.4.2 | 1.4.3 | 1.4.4 | 1.4.5 |
| 14 | 1.2.2 | 1.2.1 | 1.2.3 | 1.2.3 | 1.2.2 |
| | | 1.3.2 | — | — | — |
| | | 1.4.1 | 1.4.2 | 1.4.3 | 1.4.45 |
| 15 | 1.2.3 | 1.2.2 | 1.2.1 | 1.2.3 | 1.2.1 |
| | | 1.3.3 | — | — | — |
| | | 1.4.5 | 1.4.3 | 1.4.1 | 1.4.2 |

1.8.11. Варианты заданий к лабораторной работе № 2 приведены в табл. 1.19 и 1.20.

Таблица 1.19

| | | | |
|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| $U_{mc} = 1 \text{ В}$ | 2.2.1 — $T_3 = 10^{-3} \text{ с}$ | 2.2.2 — $T_3 = 10^{-4} \text{ с}$ | 2.2.3 — $T_3 = 10^{-5} \text{ с}$ |
| $f_c = 10^6 \text{ Гц}$ | 2.3.1 — $\beta = 1$ | 2.3.1 — $\beta = 2$ | 2.3.3 — $\beta = 5$ |
| $\varphi_c = 30^\circ$ | 2.4.1 — $N = 7$ | 2.4.2 — $N = 11$ | 2.4.3 — $N = 13$ |
| $t_0 = 10^{-5} \text{ с}$ | | | |

Таблица 1.20

| Варианты | $S_{21}(t)$ | $S_{22}(t)$ | $S_{23}(t)$ |
|----------|--------------|--------------|---------------------|
| 1 | 2.2.1; 2.4.1 | 2.2.1; 2.4.1 | 2.2.1; 2.3.1; 2.4.1 |
| 2 | 2.2.2; 2.4.2 | 2.2.2; 2.4.2 | 2.2.2; 2.3.2; 2.4.2 |
| 3 | 2.2.3; 2.4.3 | 2.2.3; 2.4.3 | 2.2.3; 2.3.3; 2.4.3 |
| 4 | 2.2.1; 2.4.2 | 2.2.1; 2.4.3 | 2.2.1; 2.3.2; 2.4.3 |
| 5 | 2.2.2; 2.4.1 | 2.2.2; 2.4.1 | 2.2.2; 2.3.1; 2.4.1 |
| 6 | 2.2.3; 2.4.2 | 2.2.3; 2.4.2 | 2.2.3; 2.3.2; 2.4.1 |
| 7 | 2.2.1; 2.4.3 | 2.2.1; 2.4.3 | 2.2.1; 2.3.3; 2.4.3 |
| 8 | 2.2.2; 2.4.3 | 2.2.3; 2.4.1 | 2.2.3; 2.3.3; 2.4.1 |
| 9 | 2.2.3; 2.4.3 | 2.2.3; 2.4.3 | 2.2.3; 2.3.1; 2.4.3 |
| 10 | 2.2.1; 2.4.2 | 2.2.1; 2.4.2 | 2.2.1; 2.3.1; 2.4.2 |
| 11 | 2.2.2; 2.4.2 | 2.2.2; 2.4.3 | 2.2.1; 2.3.2; 2.4.3 |

| Варианты | $S_{21}(t)$ | $S_{22}(t)$ | $S_{23}(t)$ |
|----------|--------------|--------------|---------------------|
| 12 | 2.2.3; 2.4.2 | 2.2.3; 2.4.1 | 2.2.1; 2.3.3; 2.4.2 |
| 13 | 2.2.1; 2.4.1 | 2.2.1; 2.4.2 | 2.2.1; 2.3.3; 2.4.2 |
| 14 | 2.2.2; 2.4.1 | 2.2.2; 2.4.1 | 2.2.2; 2.3.1; 2.4.2 |
| 15 | 2.2.3; 2.4.3 | 2.2.1; 2.4.2 | 2.2.2; 2.3.3; 2.4.1 |

1.8.12. Варианты заданий к лабораторной работе № 3 приведены в табл. 1.21 и 1.22.

Таблица 1.21

| | | | |
|---|--|--|--|
| $U_{mc} = 1 \text{ В}$ | 3.2.1 — $F = 10^3 \text{ Гц}$ | 3.2.2 — $F = 10^4 \text{ Гц}$ | 3.2.3 — $F = 10^5 \text{ Гц}$ |
| $f_n = 10^6 \text{ Гц}$ | 3.3.1 — $m = 0,3$ | 3.3.1 — $m = 0,5$ | 3.3.3 — $m = 0,7$ |
| $\varphi_c = \varphi_\Omega = 30^\circ$ | 3.4.1 — $\beta = 1$ | 3.4.1 — $\beta = 2$ | 3.4.3 — $\beta = 5$ |
| $t_0 = 10^{-5} \text{ с}$ | 3.5.1 — $\Delta f_n = 10^4 \text{ Гц}$ | 3.5.1 — $\Delta f_n = 10^5 \text{ Гц}$ | 3.5.3 — $\Delta f_n = 10^6 \text{ Гц}$ |
| $T_c = 10^{-2} \text{ с}$ | 3.6.1 — $f_c = 10^5 \text{ Гц}$ | 3.6.1 — $f_c = 10^6 \text{ Гц}$ | 3.6.3 — $f_c = 10^7 \text{ Гц}$ |
| $\sigma_n^2 = 1 \text{ В}^2$ | | | |

Таблица 1.22

| Варианты | $S_{31}(t)$ | $S_{32}(t)$ | $S_{33}(t)$ | $S_{34}(t)$ |
|----------|-------------|---------------------------|---------------------------|-------------|
| 1 | 3.6.1 | 3.2.1; 3.3.1; 3.6.1 | 3.2.1; 3.4.1; 3.6.1 | 3.5.1 |
| 2 | 3.6.2 | 3.2.2; 3.3.2; 3.6.2 | 3.2.1; 3.4.2; 3.6.1 | 3.5.2 |
| 3 | 3.6.3 | 3.2.3; 3.3.3; 3.6.3 | 3.2.1; 3.4.3; 3.6.1 | 3.5.3 |
| 4 | 3.6.1 | 3.2.1; 3.3.1; 3.6.2 | 3.2.1; 3.4.1; 3.6.2 | 3.5.3 |
| 5 | 3.6.2 | 3.2.2; 3.3.2; 3.6.1 | 3.2.1; 3.4.1; 3.6.3 | 3.5.2 |
| 6 | 3.6.3 | 3.2.3; 3.3.3; 3.6.2 | 3.2.2; 3.4.1; 3.6.1 | 3.5.1 |

| Варианты | $S_{31}(t)$ | $S_{32}(t)$ | $S_{33}(t)$ | $S_{34}(t)$ |
|----------|-------------|---------------------------|---------------------------|-------------|
| 7 | 3.6.1 | 3.2.1; 3.3.2; 3.6.1 | 3.2.2; 3.4.2; 3.6.1 | 3.5.2 |
| 8 | 3.6.2 | 3.2.2; 3.3.1; 3.6.3 | 3.2.2; 3.4.3; 3.6.1 | 3.5.1 |
| 9 | 3.6.3 | 3.2.3; 3.3.2; 3.6.1 | 3.2.2; 3.4.1; 3.6.2 | 3.5.1 |
| 10 | 3.6.1 | 3.2.1; 3.3.3; 3.6.1 | 3.2.2; 3.4.1; 3.6.3 | 3.5.1 |
| 11 | 3.6.2 | 3.2.2; 3.3.3; 3.6.2 | 3.2.3; 3.4.1; 3.6.2 | 3.5.3 |
| 12 | 3.6.3 | 3.2.3; 3.3.3; 3.6.2 | 3.2.3; 3.4.2; 3.6.2 | 3.5.1 |
| 13 | 3.6.1 | 3.2.1; 3.3.2; 3.6.3 | 3.2.3; 3.4.3; 3.6.2 | 3.5.2 |
| 14 | 3.6.2 | 3.2.2; 3.3.3; 3.6.3 | 3.2.3; 3.4.1; 3.6.3 | 3.5.3 |
| 15 | 3.6.3 | 3.2.3; 3.3.1; 3.6.2 | 3.2.3; 3.4.2; 3.6.3 | 3.5.1 |

1.8.13. Отчёт по лабораторным работам должен содержать:

- результаты выполнения лабораторных работ;
- сравнительный анализ лабораторных исследований с теоретическими расчётами;
- выводы по работам.

1.9. Лабораторная работа № 4 «Моделирование типового радиозвена»

1.9.1. Содержание лабораторной работы состоит в следующем: лабораторная работа № 4 посвящена исследованию прохождения типовых радиосигналов через типовое радиозвено (ТРЗ) на основе моделирования.

1.9.2. Целью работы являются: 1) ознакомление с системой схемотехнического моделирования «Micro-Cap»; 2) изучение методов моделирования для исследования прохождения типовых радиосигналов (простых импульсных, амплитудно-модулированных и частотно-модулированных) через ТРЗ.

1.9.3. Этапы выполнения работы формулируются следующим образом.

1. Структурная схема ТРЗ приведена на рис. 1.20, где Г — генератор сигналов; ПФ — полосовой фильтр; ФНЧ — фильтр нижних частот; Д — детектор.

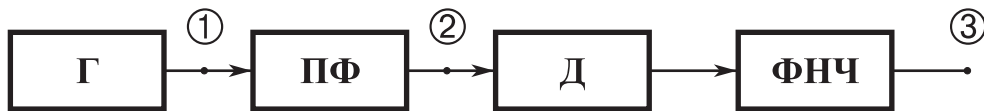


Рис. 1.20

В качестве ТРЗ предлагается использовать схему “TRZ.CIR”, описанную в руководстве пользователя [15], которая состоит из однокаскадного резонансного усилителя и параллельного амплитудного детектора. Электрическая схема ТРЗ приведена на рис. 1.21.

2. При воздействии на ТРЗ простых импульсных сигналов (ПИС) произвести установку параметров Г в соответствии с заданным вариантом и провести моделирование с целью исследования амплитудной характеристики ТРЗ $U_3 = f(U_1)$ и переходных процессов.

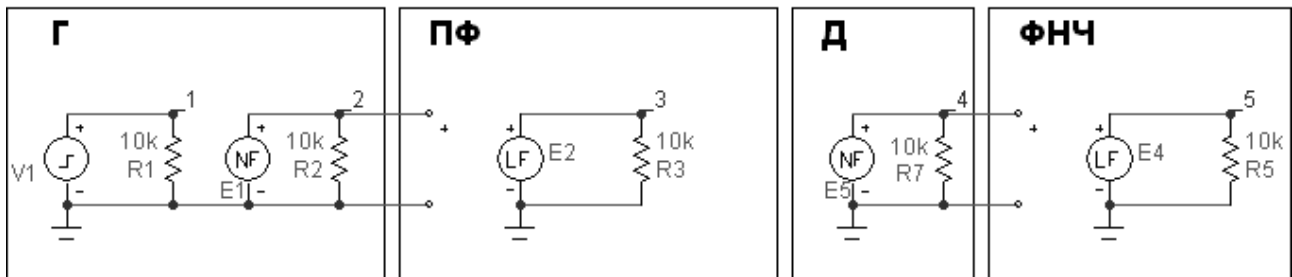


Рис. 1.21

3. При воздействии на ТРЗ амплитудно-модулированных сигналов (АМ) произвести установку параметров Γ в соответствии с заданным вариантом и провести исследование линейных и нелинейных искажений.

4. При воздействии на ТРЗ частотно-модулированных сигналов (ЧМ) произвести установку параметров Γ в соответствии с заданным вариантом и провести моделирование с целью исследования линейных и нелинейных искажений.

1.9.4. Методические указания к проведению лабораторной работы приведены ниже.

1. В режиме «Частотный анализ» провести моделирование АЧХ ПФ и ФНЧ ТРЗ, приведённого на рис. 1.21, и установить такие параметры, как f_0 — средняя частота ПФ; $\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания ПФ; T — постоянная интегрирования ФНЧ.

Методика моделирования АЧХ ПФ и ФНЧ описана в методических указаниях [16, 17].

2. При воздействии на ТРЗ ПИС установка параметров Γ осуществляется в соответствии с методикой, изложенной в [4]. Моделирование осуществляется в режиме «временного анализа», и при этом путём изменения амплитуды U_m ПИС снимаются амплитудные характеристики $U_2 = f(U_m)$ и $U_3 = f(U_m)$, где U_2 и U_3 — амплитуда сигнала на выходе ПФ и ФНЧ.

По результатам моделирования строятся графики амплитудных характеристик, по которым производится оценка динамического диапазона D , коэффициентов передачи по напряжению ПФ K_{12} и ТРЗ K_{13} , номинала рабочего напряжения на входе ПФ $U_{\text{мн}}$.

Методика оценки D , K_{13} и $U_{\text{мн}}$ поясняется на рис. 1.22, где $U_{\text{м1}}$ — минимальный уровень U_m на входе ТРЗ (полагаем $U_{\text{м1}} = 10^{-3}$ В); $U_{\text{м2}}$ — верхняя граница U_m на входе ТРЗ, при которой появляется нелинейность в амплитудной характеристике; $U_{2(3)\text{н}}$ — номинал рабочего напряжения на выходе ПФ и ТРЗ.

Параметры D , K_{13} , $U_{\text{мн}}$ определяются из следующих соотношений:

$$D = \frac{U_{\text{м1}}}{U_{\text{м2}}}; U_{\text{мн}} = \frac{U_{\text{м2}} - U_{\text{м1}}}{2}; K_{13} = \frac{U_{3\text{н}}}{U_{\text{мн}}}.$$

При подаче на вход ТРЗ прямоугольного ПИС с амплитудой $U_{\text{мн}}$ в режиме временного анализа фиксируются эпюры напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$, по которым

осуществляется анализ переходных процессов в ТРЗ и оценка таких параметров, как $t_{\phi 21}$, $t_{\phi 31}$ — длительности переднего фронта напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$; $t_{\phi 22}$, $t_{\phi 32}$ — длительности заднего фронта напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$.

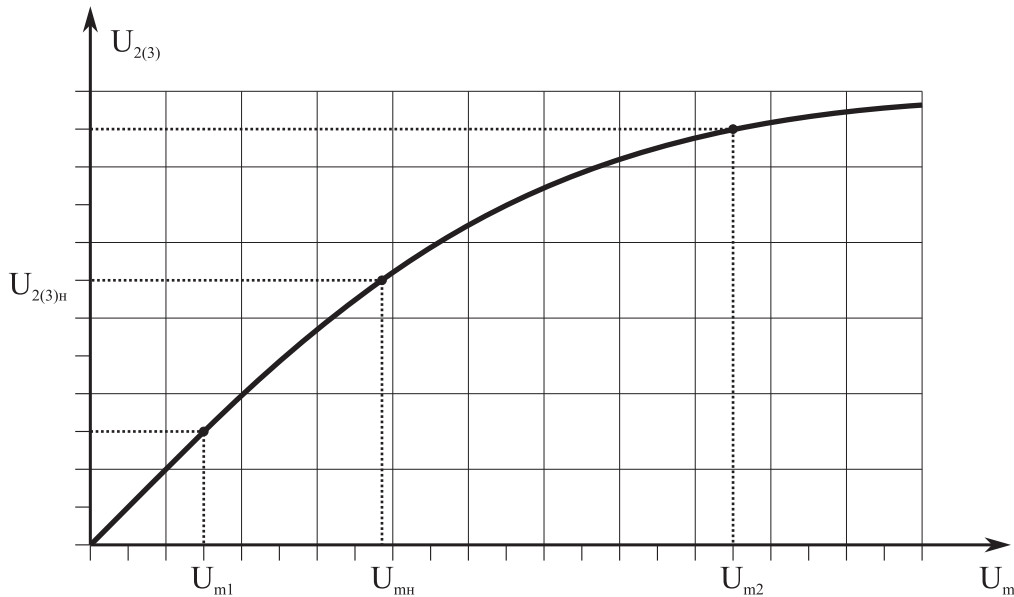


Рис. 1.22

Методика анализа переходных процессов в ТРЗ поясняется на рис. 1.23, где U_{2y} , U_{3y} — установившиеся значения напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$.

3. При воздействии на ТРЗ амплитудно-модулированных сигналов (АМ) установка параметров Γ осуществляется в соответствии с методикой, изложенной в [4].

С целью исследования линейных и нелинейных искажений, вносимых ТРЗ, проводится моделирование выходных эффектов на основе использования режимов временного и спектрального анализа.

При этом при изменении U_m АМ в диапазоне от U_{m1} до U_{m2} на выходе ПФ и ФНЧ фиксируются эпюры напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$.

Оценка линейных искажений осуществляется в режиме временного анализа на основе сравнения индексов амплитудной модуляции по эпюрам напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$, т. е. m_1 и m_2 , при изменении U_m в диапазоне от U_{m1} до U_{m2} . Величина m_1 для входных АМ сигналов выбирается постоянной и равной 0,5.

Оценка нелинейных искажений осуществляется в режиме спектрального анализа $AS(S)$ по эпюрам напряжения $U_3(t)$, полученных при разных значениях амплитуды U_m путём вычисления коэффициента нелинейных искажений γ в процентах

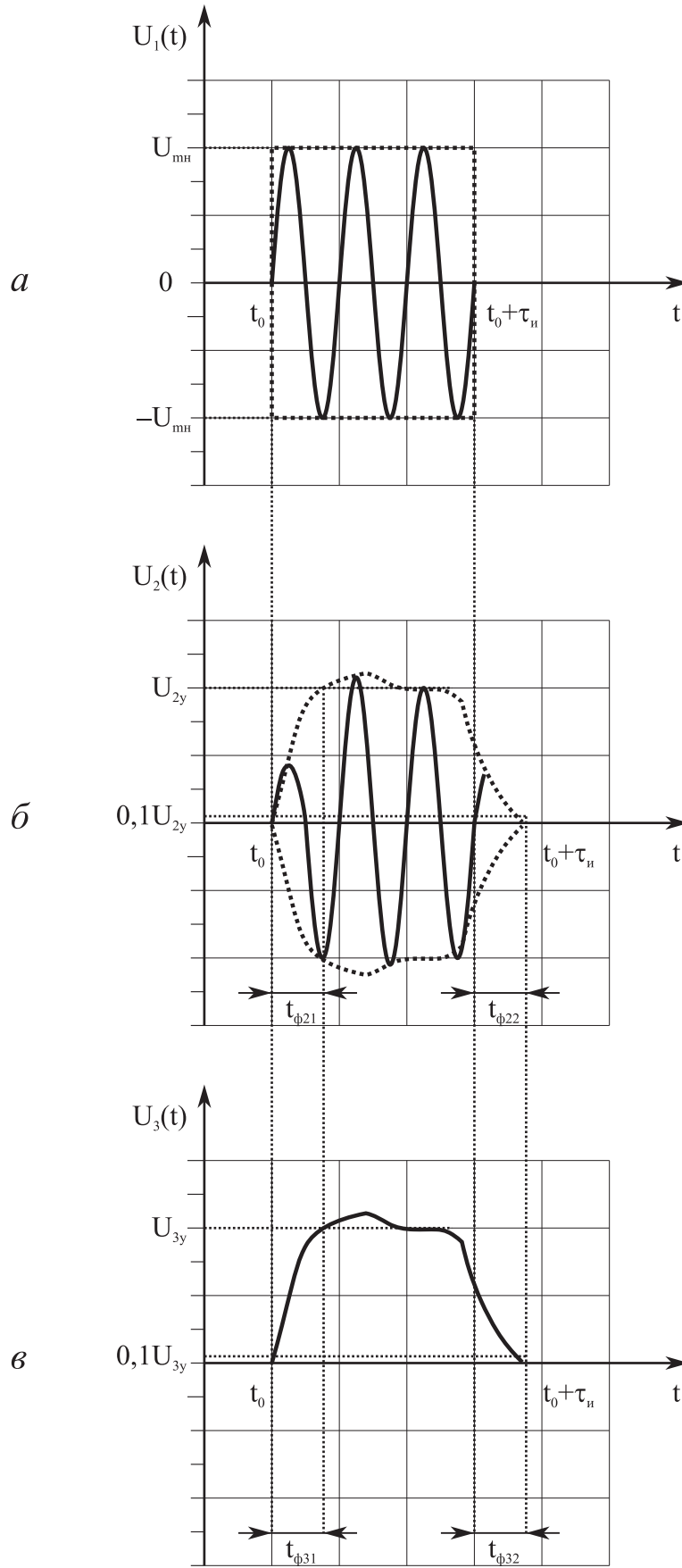


Рис. 1.23

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_m^2(2F) + U_m^2(3F) + \dots}}{U_m(F)} 100\%,$$

где $U_m(F)$, $U_m(2F)$, $U_m(3F)$, ... — амплитуды гармоник, эквивалентные спектральной плотности первой, второй, третьей и т. д. гармоник отсчётов напряжения $U_3(t)$.

4. При воздействии на ТРЗ частотно-модулированных (ЧМ) сигналов установка параметров Γ осуществляется в соответствии с методикой, изложенной в [4]. Моделирование осуществляется в режимах временного и спектрального анализов с целью исследования линейных и нелинейных искажений, вносимых ТРЗ. При изменении индекса частотной модуляции β в пределах от 0,5 до 5 на выходах ПФ и ФНЧ фиксируются эпюры напряжений $U_2(t)$ и $U_3(t)$.

Оценка линейных искажений осуществляется в режиме временного анализа путём расчёта индекса паразитной амплитудной модуляции m_2 по эпюрам напряжения $U_2(t)$, полученным для различных значений β .

Оценка нелинейных искажений при воздействии на ТРЗ ЧМ-сигналов осуществляется аналогично случаю воздействия на ТРЗ АМ-сигналов.

1.9.5. Отчёт по лабораторной работе должен содержать:

- результаты выполнения лабораторной работы;
- сравнительный анализ лабораторных исследований с теоретическими положениями;
- выводы по работе.

1.9.6. Варианты заданий к лабораторной работе № 4 приведены в табл. 1.23 и 1.24.

Таблица 1.23

| | | | |
|--|---|---|---------------------------------------|
| 4.1. — f_0 ; $\Delta f_{0,7}$; T ; $\Delta f = f_c - f_0$; | | | |
| 4.2.1 — $\Delta f / \Delta f_{0,7} = 0$ | 4.2.2 — $\Delta f / \Delta f_{0,7} = 0,1$ | 4.2.3 — $\Delta f / \Delta f_{0,7} = 0,3$ | |
| 4.3.1 — $\Delta f_{0,7} \tau_{и} = 0,5$ | 4.3.2 — $\Delta f_{0,7} \tau_{и} = 1$ | 4.3.3 — $\Delta f_{0,7} \tau_{и} = 3$ | 4.3.4 — $\Delta f_{0,7} \tau_{и} = 5$ |
| 4.4.1 — $F / \Delta f_{0,7} = 0,1$ | 4.4.2 — $F / \Delta f_{0,7} = 0,3$ | 4.4.3 — $F / \Delta f_{0,7} = 0,5$ | 4.4.4. — $F / \Delta f_{0,7} = 0,7$ |

Таблица 1.24

| Варианты заданий | $S_{41}(t)$ | $S_{42}(t) (m = 0,5)$ | $S_{43}(t)$ |
|------------------|--------------|-----------------------|--------------|
| 1 | 4.2.1; 4.3.1 | 4.2.1; 4.4.1 | 4.2.1; 4.4.1 |
| 2 | 4.2.1; 4.3.2 | 4.2.1; 4.4.2 | 4.2.1; 4.4.2 |
| 3 | 4.2.1; 4.3.3 | 4.2.1; 4.4.3 | 4.2.1; 4.4.3 |
| 4 | 4.2.2; 4.3.1 | 4.2.1; 4.4.4 | 4.2.1; 4.4.4 |
| 5 | 4.2.2; 4.3.2 | 4.2.2; 4.4.1 | 4.2.2; 4.4.1 |
| 6 | 4.2.2; 4.3.3 | 4.2.2; 4.4.2 | 4.2.2; 4.4.2 |
| 7 | 4.2.3; 4.3.1 | 4.2.2; 4.4.3 | 4.2.2; 4.4.3 |
| 8 | 4.2.3; 4.3.2 | 4.2.2; 4.4.4 | 4.2.2; 4.4.4 |
| 9 | 4.2.3; 4.3.3 | 4.2.3; 4.4.1 | 4.2.3; 4.4.1 |
| 10 | 4.2.1; 4.3.2 | 4.2.3; 4.4.2 | 4.2.3; 4.4.2 |
| 11 | 4.2.2; 4.3.3 | 4.2.3; 4.4.3 | 4.2.3; 4.4.3 |
| 12 | 4.2.3; 4.3.1 | 4.2.3; 4.4.4 | 4.2.3; 4.4.4 |

Примечание: $f_0, \Delta f_{0,7}$ — средняя частота и полоса пропускания ПФ; T — постоянная интегрирования ФНЧ; f_c — центральная частота сигнала; Δf — расстройка; $\tau_{и}$ — длительность ПИС; F — модулирующая частота АМ- и ЧМ-сигналов.

ЧАСТЬ 2. АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ

2.1. Постановка задачи обнаружения

2.1.1. В радионавигации, радиолокации, связи и радиоконтроле обнаружение сигналов на фоне помехи является одной из основных задач первичной обработки информации. Обнаружение сигнала соответствует понятию решения о наличии сигнала (гипотеза H_1) или его отсутствии (гипотеза H_0) в результате наблюдения на интервале времени $[t_c + t_0 + T_c]$ случайного процесса $y_0(t)$, представляющего смесь сигнала $S(t, l, \vec{\alpha})$ и помехи $n(t)$, где t_0 — момент прихода сигнала; T_c — интервал наблюдения; l — информационный параметр сигнала; $\vec{\alpha}$ — вектор сопутствующих параметров. В общем случае описание радиотехнической обстановки (РО) применительно к условиям работы обнаружителей (Обн) можно представить в виде многокомпонентного процесса $y_n(t)$, отображающего совокупность сигналов, естественных и искусственных помех, а также внутренних шумов. Многокомпонентный процесс $y_n(t)$ представляет собой совокупность полезных и мешающих сигналов, которые имеют различные временной характер (импульсный или непрерывный), степень детерминированности (квазидетерминированные, случайные), характеристики случайности (гауссовы и негауссовы, стационарные и нестационарные), объем априорной информации (неизвестны один или несколько параметров, законы распределения или их числовые характеристики).

Однако при использовании комбинации различных видов селекции в Обн процесс $y_n(t)$ можно свести к двухкомпонентному, который представляет собой аддитивную смесь сигнала и помехи:

$$y_2(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + n(t), t_0 \leq t \leq t_0 + T_c.$$

Многообразие сигналов, подлежащих обнаружению, может быть достаточно полно представлено совокупностью следующих 4-х классов сигналов: простых импульсных (ПИС), сложных импульсных (СИС), гармонических (ГС) и шумовых (ШС) сигналов, которые позволяют отразить основные общие свойства сигнала, а именно: деление сигналов на импульсные и непрерывные, узкополосные и широкополосные, детерминированные и стохастические, одночастотные и многочастотные. В зависимости от априорной информации, имеющейся

при обнаружении, сигналы подразделяются на детерминированные, квазидетерминированные и шумовые.

Детерминированные сигналы $S(t, l)$ — сигналы с полностью известными параметрами. Квазидетерминированные сигналы $S(t, l, \vec{\alpha})$ — сигналы с частично-неизвестными параметрами. Шумовые сигналы $S(t, l, \vec{\alpha})$ — случайные гауссовы стационарные процессы с корреляционной функцией $R_c(\tau)$.

Наиболее распространёнными разновидностями помех $n(t)$ являются некоррелированные гауссовы стационарные помехи (белый шум), которые адекватны внутренним шумам Обн и внешним шумам естественного и искусственного происхождения.

В качестве моделей ГС, ПИС, СИС и ШС используются узкополосные модели детерминированных и квазидетерминированных случайных процессов, свойства которых описываются временными, спектральными и корреляционными характеристиками, приведёнными в табл. 1.3—1.5.

Для описания сигналов используется аналитическое представление

$$S(t, l, \vec{\alpha}) = U(t) \cos [\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_c] \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c,$$

где $U(t)$ — огибающая сигнала; $f_c = \omega_c/2\pi$ — несущая частота сигнала; $\varphi(t)$ — закон изменения фазы; φ_c — начальная фаза.

При приёме квазидетерминированных сигналов параметры $[U(t), f_c, \varphi(t), \varphi_c]$ (все или часть из них) полагаются априорно неизвестными, а известны только время появления сигнала на входе обнаружителя t_0 и интервал наблюдения T_c .

При импульсном характере сигнала интервал наблюдения соответствует длительности импульса ($T_c = \tau_{\text{и}}$), т. е. рассматривается случай моноимпульсной обработки, а при непрерывном сигнале T_c определяется и режимами поиска сигнала в Обн по поляризации, пространству и частоте. Огибающая сигнала $U(t)$ при импульсном характере сигнала соответствует его амплитуде $U_{\text{мс}}$ и находится в интервале $U_{\text{мс}} \in [U_{\text{мин}}, U_{\text{мин}} \cdot D]$, где $U_{\text{мин}}$ — уровень напряжения, соответствующий реальной чувствительности Обн; D — динамический диапазон

Обн. Несущая частота сигнала f_c находится в пределах $f_c \in \left[f_n - \frac{\Delta f_n}{2}; f_n + \frac{\Delta f_n}{2} \right]$,

где f_n — центральная частота Обн; Δf_n — ширина рабочего частотного диапазона Обн, которая выбирается из условия $\Delta f_n \geq \Delta f_c$; Δf_c — ширина спектра сигнала.

Закон изменения фазы сигнала $\varphi(t)$ определяется видом угловой модуляции сигнала и может быть дискретным и непрерывным, детерминированным и стохастическим.

Начальная фаза φ_c сигнала равномерно распределена в пределах $\varphi_c \in [0, 2\pi]$. Ширина спектра сигнала Δf_c находится в пределах $\Delta f_c \in [\Delta f_{c \text{ мин}}, \Delta f_{c \text{ макс}}]$, где $\Delta f_{c \text{ мин}}$, $\Delta f_{c \text{ макс}}$ — минимально и максимально ожидаемые значения ширины спектра сигнала. Для простых импульсных сигналов $\Delta f_c = 2/\tau_{\text{и}}$; для сложных импульсных сигналов $\Delta f_c = B/\tau_{\text{и}}$, где B — база сигнала; для шумовых сигналов $\Delta f_c = B/T_c$.

2.1.2. В теории статистических решений показано, что при обнаружении сигнала на фоне белого шума оптимальное решающее правило основано на сравнении отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ с некоторым нормированным порогом $U_{\text{пор}}$ [1—2]:

$$\Lambda(y_0) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}}.$$

Для выбора порога при отсутствии вероятностей наличия и отсутствия сигнала в процессе $y_0(t)$ используется критерий Неймана-Пирсона.

При обнаружении детерминированного сигнала $S(t, l)$ на фоне белого шума в результате анализа отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ алгоритм оптимального обнаружителя соответствует вычислению корреляционного интеграла и сравнению его с порогом [2]

$$Z_k = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{оп}}(t, l) y_0(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}}, \quad (2.1)$$

где Z_k — эффект на выходе обнаружителя; T — постоянная интегрирования в обнаружителе; $S_{\text{оп}}(t, l)$ — копия сигнала.

Оптимальный обнаружитель (2.1) получил название когерентного обнаружителя. Эти обнаружители находят применение при приёме когерентных радиолокационных и радионавигационных сигналов, сигналов синхронизации, стимулирующих сигналов и т. д.

Структура когерентного обнаружителя приведена на рис. 2.1, где ЛТП — линейный тракт приёмника Обн; ПФ — полосовой фильтр; П — перемножитель; ГКС — генератор копии сигнала; ПУ — пороговое устройство.

Следует отметить, что техническая реализация алгоритма обнаружения (2.1) в виде корреляционного устройства является не единственно возможной.

Корреляционный интеграл (2.1) может быть реализован согласованным фильтром, импульсная характеристика которого соответствует «зеркальному отражению» копии сигнала $h_{\text{сф}}(\tau - t) = S_{\text{оп}}^*(t, l)$, где $S_{\text{оп}}^*(t, l)$ — процесс, комплексно-сопряжённый с $S_{\text{оп}}(t, l)$ [1].

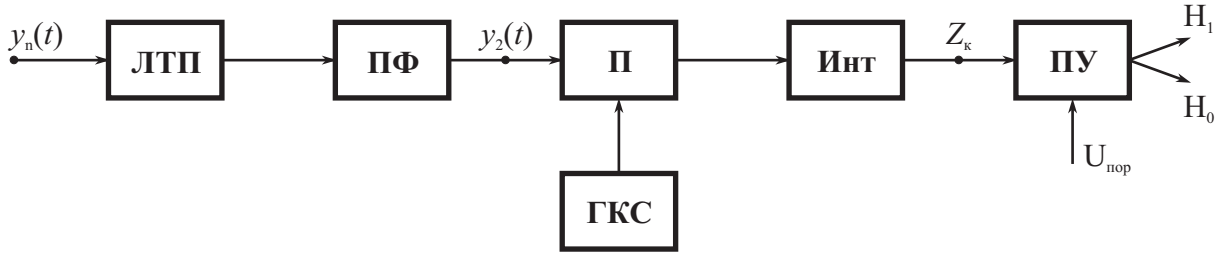


Рис. 2.1

Алгоритм обнаружения на основе использования согласованного (оптимального) фильтра имеет вид

$$Z_k = \int_0^T h_{\text{сф}}(T-t)y_0(t) dt \begin{matrix} H_1 \\ \geq U_{\text{пор}} \\ H_0 \end{matrix}$$

Структура обнаружителя на основе согласованной фильтрации приведена на рис. 2.2, где СФ — согласованный фильтр.

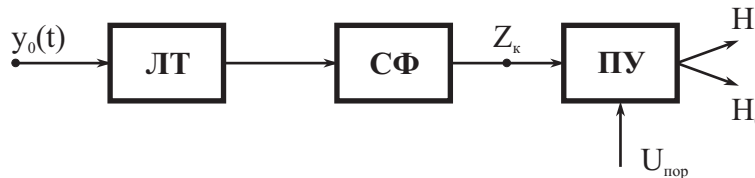


Рис. 2.2

При обнаружении квазидетерминированного сигнала $S(t, l, \varphi_c)$ с неизвестной начальной фазой φ_c , распределённой равномерно на фоне белого шума, на основе анализа отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ оптимальный алгоритм некогерентного обнаружения может быть представлен следующим образом:

$$Z_k = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \begin{matrix} H_1 \\ \geq U_{\text{пор}} \\ H_0 \end{matrix} \quad (2.2)$$

где $Z_{1(2)} = \frac{1}{T} \int_0^T S_{1(2)}(t)y_0(t)dt$; $S(t, l, \varphi_c) = U_{\text{мс}}(t) \cos [\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_c]$; Z_k — эффект на выходе некогерентного обнаружителя (H_0); $Z_{1(2)}$ — квадратурные составляющие.

Оптимальный некогерентный обнаружитель, обеспечивающий обработку в соответствии с (2.2), называется когерентным обнаружителем с квадратурной обработкой, структура которого приведена на рис. 2.3, где Фвр — фазовращатель на $\pi/2$; УКО — устройство квадратурной обработки.

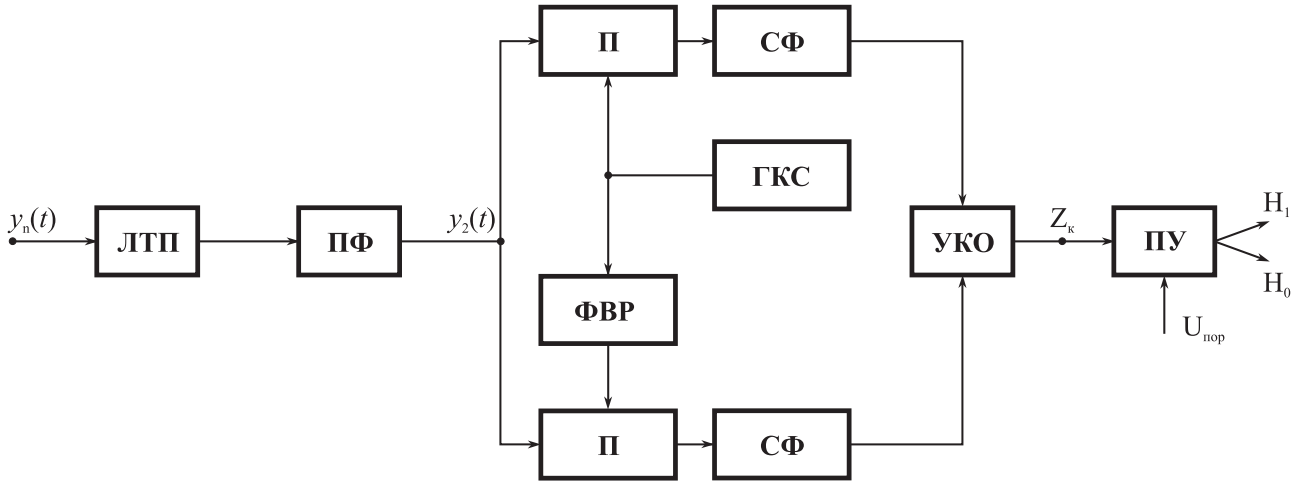


Рис. 2.3

Структурная схема оптимального некогерентного обнаружителя может быть представлена также и в фильтровом варианте при использовании согласованного фильтра с импульсной характеристикой $h_{сф}(T-t) = S_{оп}^*(t, l, \varphi_c)$. Огибающая отклика согласованного фильтра Z_k инвариантна к неизвестной фазе φ_c и для её выделения в состав обнаружителя необходимо ввести линейный детектор (ЛД) [1]:

$$Z_k = \int_0^T |h_{сф}(T-t)y_0(t)| dt \begin{matrix} H_1 \\ \gtrsim \\ H_0 \end{matrix} U_{пор}.$$

Структура оптимального обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей выходного отклика приведена на рис. 2.4.

При обнаружении квазидетерминированного сигнала $S(t, l, \omega_c, \varphi_c)$ с известной шириной спектра Δf_c и неизвестными несущей частотой ω_c и начальной фазой φ_c , распределёнными равномерно на фоне белого шума, оптимальный алгоритм обнаружения соответствует согласованной параллельной фильтрации [2]:

$$Z_{k1} = \frac{1}{T} \int_0^T |h_{сф1}(T-t)y_0(t)| dt \begin{matrix} H_1 \\ \gtrsim \\ H_0 \end{matrix} U_{пор};$$

$$Z_{ki} = \frac{1}{T} \int_0^T |h_{сфи}(T-t)y_0(t)| dt \begin{matrix} H_1 \\ \gtrsim \\ H_0 \end{matrix} U_{пор}; \quad (2.3)$$

$$Z_{kn} = \frac{1}{T} \int_0^T |h_{сфn}(T-t)y_0(t)| dt \begin{matrix} \geq H_1 \\ \leq H_0 \end{matrix} U_{пор},$$

где Z_{k1} , Z_{ki} , Z_{kn} — отклик на выходе 1, i , n каналов обнаружителя; $h_{сф1}(t)$, $h_{сфи}(t)$, $h_{сфn}(t)$ — импульсная реакция 1, i , n согласованных фильтров, отличающихся лишь средними частотами f_1, f_i, f_n ; n — количество каналов в обнаружителе, определяющееся из условия $n = \Delta f_n T$, где Δf_n — интервал неопределённости несущей частоты сигналов.

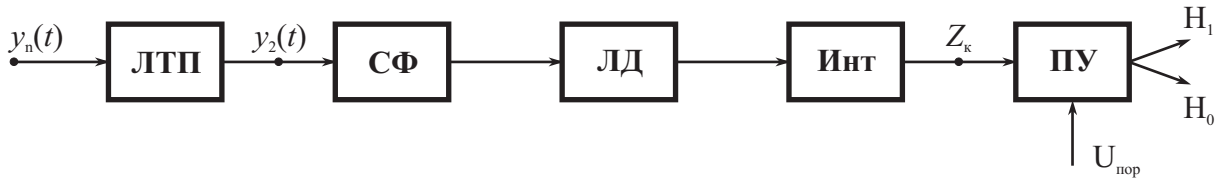


Рис. 2.4

Структура обнаружителя (2.3) приведена на рис. 2.5, где РУ — решающее устройство.

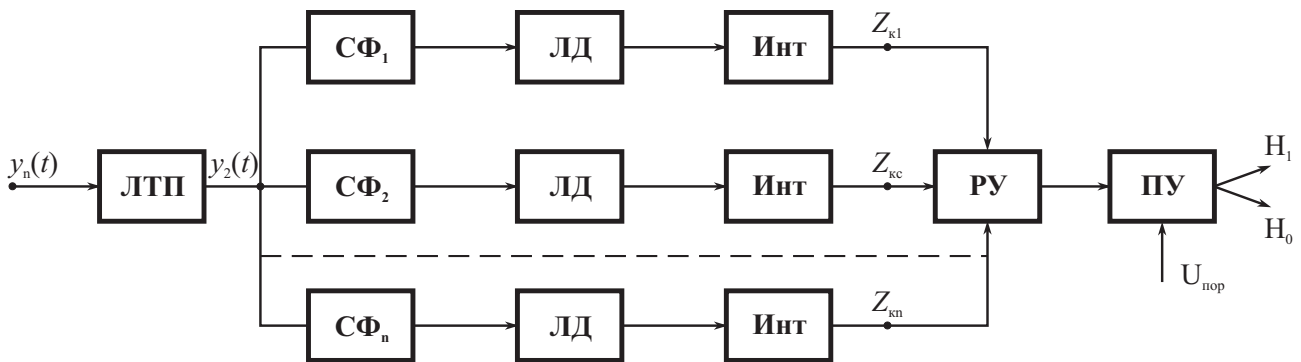


Рис. 2.5

Наряду с использованием параллельной согласованной фильтрации при обнаружении сигнала $S(t, l, \omega_c, \varphi_c)$ возможно использование многоканального когерентного обнаружителя с квадратурными каналами. Однако этот вариант построения не получил применения из-за трудностей в воспроизведении опорного напряжения (копии сигналов).

С целью упрощения реализации обнаружителя при большом значении коэффициента фильтрации $K_\Phi = \Delta f_n T > 1$ вместо оптимального алгоритма можно использовать квазиоптимальные авто-, взаимокорреляционные и энергетические алгоритмы, устойчивые к априорной неопределённости как по несущей частоте ω_c , виду модуляции, так и ширине спектра сигнала Δf_c [21].

При использовании авто-, взаимокорреляционных и энергетических алгоритмов может обеспечиваться как согласованный $\Delta f_c = \Delta f_n$, так и несогласован-

ный приём ($\Delta f_c \leq \Delta f_n$), что позволяет уменьшить число каналов n в обнаружителе. Однако следует иметь в виду, что упрощение реализации достигается ценой ухудшения помехоустойчивости по сравнению со случаем когерентного приёма, поскольку при этом происходит переход к некогерентной обработке сигналов.

Автокорреляционные и энергетические обнаружители находят широкое применение при приёме квазидетерминированных и шумовых сигналов в случае одноканальной Обн, а взаимокорреляционные обнаружители используются при многоканальном построении Обн. Анализ отношения правдоподобия показывает, что авто-, взаимокорреляционные и энергетические алгоритмы являются оптимальными при обнаружении сигналов неизвестной формы, т. е. когда неизвестны не только параметры, но и вид модуляции сигнала.

Алгоритмы обнаружения квазидетерминированного или шумового сигналов на фоне белого шума при известном интервале существования сигнала в случае авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей имеют вид [21]

$$Z_A = \frac{1}{T} \int_0^T y_0(t) y_0(t - \tau_1) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}};$$

$$Z_{\text{Э}} = \frac{1}{T} \int_0^T y_0^2(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}};$$

$$Z_B = \frac{1}{T} \int_0^T y_{01}(t) y_{02}(t - \Delta\tau) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}},$$

где $y_{01(2)}(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + n_{1(2)}(t)$; $Z_A, Z_B, Z_{\text{Э}}$ — эффект на выходе авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей; $N_1(t), N_2(t)$ — помехи (белый шум) на входе каналов взаимокорреляционного обнаружителя, которые полагаются статистически независимыми; τ_1 — величина временного сдвига, вносимого линией задержки (ЛЗ) в автокорреляционный обнаружитель для декорреляции помехи $n(t)$; $\Delta\tau$ — временное рассогласование между процессами $y_{01}(t)$ и $y_{02}(t)$.

Структуры авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей приведены на рис. 2.6, а, б, в.

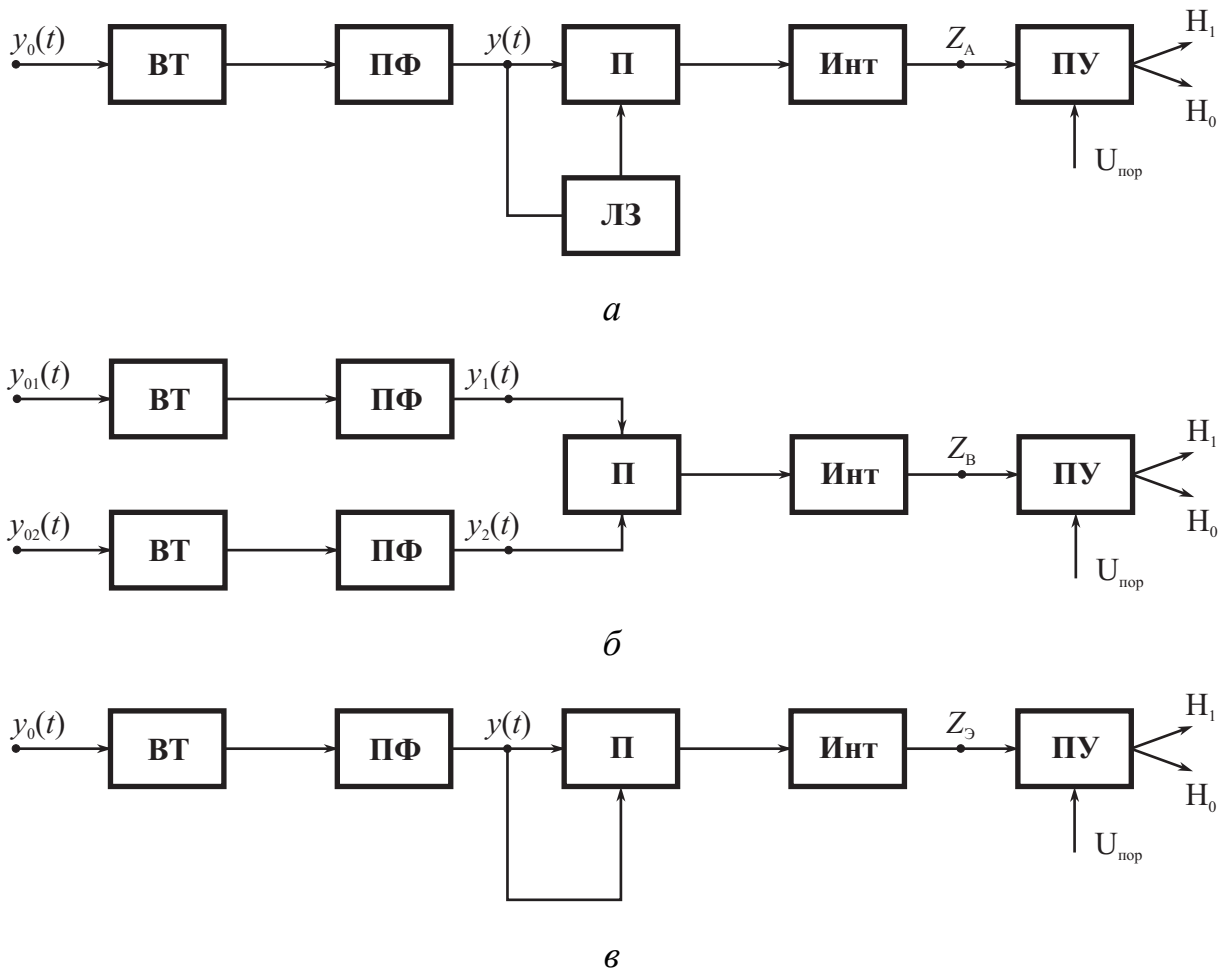


Рис. 2.6

Для достижения максимальной помехоустойчивости авто- и взаимокорреляционных обнаружителей необходимо обеспечить высокую степень декорреляции помехи и незначительную декорреляцию сигнала, что обеспечивается при выполнении условия $\Delta f_c \ll \Delta f_n$.

В автокорреляционном обнаружителе для обеспечения полной декорреляции помехи и потерь в выходном эффекте Z_A не более 2 дБ необходимо, чтобы выполнялись условия

$$\tau_{кп} \leq \tau_1 \leq 0,1 \tau_{кс}, \cos \omega_c \tau_1 \geq 0,9,$$

где $\tau_{кс}$ — интервал корреляции сигнала; $\tau_{кс} = K_c / \Delta f_c$; где K_c — коэффициент пропорциональности.

Во взаимокорреляционном обнаружителе для обеспечения потерь в выходном эффекте Z_B не более 2 дБ необходимо, чтобы выполнялись условия

$$\Delta \tau \leq 0,1 \tau_{кс}, \cos \omega_c \Delta \tau \geq 0,9.$$

Автокорреляционный обнаружитель при $\tau_1 = 0$ превращается в энергетический обнаружитель, который позволяет увеличить частотный диапазон Δf_n ценой ухудшения помехоустойчивости.

Эффективность процедуры обнаружения при использовании критерия Неймана-Пирсона характеризуется вероятностью правильного обнаружения $P_{по}$ при фиксированной вероятности ложных тревог $P_{лт}$. Величины $P_{по}$ и $P_{лт}$ зависят от статистических характеристик выходного эффекта, от выбранного порогового уровня $U_{пор}$ и отношения сигнал/помеха на выходе обнаружителя $g_{вых}$.

Для анализа помехоустойчивости различных типов обнаружителей используются кривыми обнаружения, которые представляют собой зависимость вероятности $P_{по}$ от $g_{вых}$ при фиксированной вероятности $P_{лт}$.

2.2. Техническое задание и этапы проектирования обнаружителя

2.2.1. В общем случае проектирование Обн при произвольной радиообстановке должно состоять из следующих этапов: синтеза оптимальных алгоритма и структуры обнаружителя и анализа его помехоустойчивости.

Однако поскольку для случаев обнаружения сигналов на фоне белого шума в теории статистических решений оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы и структуры обнаружителей уже синтезированы [1—2], то задача проектирования обнаружителя может быть упрощена и соответствовать выбору из некоторого известного ряда (см. подразд. 2.1.2) алгоритма и структуры обнаружителя по заданным исходным условиям и ограничениям к анализу его помехоустойчивости.

Существенное влияние на выбор типа обнаружителя оказывает степень априорной неопределённости о виде и параметрах сигналов. Необходимость в выборе алгоритма и структуры обнаружителя возникает при проектировании новых СРС. Однако в целом ряде случаев, когда необходимо существующую СРС приспособлять для решения задач обнаружителя, алгоритм и структура Обн априорно заданы, и проектирование сводится к анализу его помехоустойчивости и обоснованию параметров, необходимых для достижения заданных характеристик помехоустойчивости, например допустимой вероятности правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложных тревог.

В данных методических указаниях основное внимание уделяется задаче проектирования обнаружителя при заданных алгоритме и структуре.

Техническое задание на проектирование обнаружителя при этом может быть сформулировано следующим образом: по заданным алгоритму и структуре обнаружителя, виду и параметрам сигнала и помехи, вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ и вероятности ложных тревог $P_{\text{лт}}$ произвести анализ и оптимизацию таких характеристик, как:

- границы рабочего частотного диапазона $f_{\text{н}}, f_{\text{в}}$;
- постоянная интегрирования — T ;
- входное $g_{\text{вх}}$, выходное $g_{\text{вых}}$, пороговое $g_{\text{пор}}$ отношение сигнал/помеха по напряжению;
- реальная чувствительность обнаружителя $P_{\text{с}}$.

2.2.2. В связи с большим многообразием вариантов обнаружителей, используемых для выделения сигнала на фоне белого шума с целью компактного изложения методических указаний по проектированию обнаружителей, целесообразно воспользоваться обобщённой структурой обнаружителя, приведённой на рис. 2.7, где ПФ — полосовой фильтр, соответствующий входному линейному тракту Обн, НЭ — нелинейный элемент, который может соответствовать когерентному, линейному, квадратичному детектору, автокоррелятору, перемножителю без и с квадратурной обработкой; Инт — интегратор; ПУ — пороговое устройство.

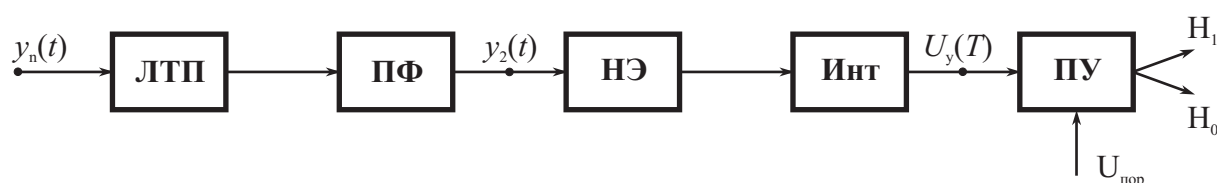


Рис. 2.7

Необходимо отметить, что при анализе обнаружителя на основе согласованной фильтрации из обобщённой структуры обнаружителя необходимо исключить НЭ и Инт, а ПФ должен соответствовать согласованному фильтру. Анализ помехоустойчивости обнаружителей показывает необходимость расчёта таких характеристик, как величина выходного отношения сигнал/помеха по напряжению $g_{\text{вых}}$, плотность вероятности выходного эффекта $W(z)$, абсолютное $U_{\text{пор}}$ и нормированное значение порога h .

Процесс проектирования можно представить в виде следующей последовательности этапов:

- расчёта временных, спектральных, статистических и энергетических

- характеристик на выходе ПФ;
- расчёта временных, спектральных, статистических и энергетических характеристик на выходе НЭ и Инт;
 - оптимизации параметров обнаружителя и величины отношения сигнал/помеха по напряжению на входе обнаружителя $g_{\text{вх}}$ для достижения заданных $P_{\text{по}} \geq P_{\text{по доп}}$ при $P_{\text{лт}} = \text{const}$.

2.2.3. С учётом линейности ПФ анализ прохождения через него компонентов входного процесса $y_2(t)$ можно производить отдельно.

При использовании спектрального подхода сигнал на выходе ПФ $U_{\text{пор}}(t)$ может быть рассчитан следующим образом [10]:

$$U_{\text{пф}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_c(j\omega) K_{\phi}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_c(j\omega)| |K_{\phi}(j\omega)| e^{j[\omega t + \varphi_{\phi}(\omega) + \varphi_c(\omega)]} d\omega, \quad (2.4)$$

где $F_c(j\omega)$, $K_{\phi}(j\omega)$ — комплексный спектр сигнала и коэффициент передачи ПФ; $|F_c(j\omega)|$, $|K_{\phi}(j\omega)|$ — модуль спектра сигнала и коэффициента передачи ПФ; $\varphi(\omega)$, $\varphi_{\phi}(\omega)$ — фазочастотная характеристика сигнала и ПФ.

Соотношения для передаточных функций различных типов ПФ приведены в табл. 1.5—1.6.

Результаты расчётов $U_{\text{пф}}(t)$ (2.4) для различных типов сигналов и ПФ приведены в табл. 2.1, из которого следует, что 1) при несогласованном приёме непрерывных узкополосных ($\Delta f_c < \Delta f_n$) сигналов, к которым можно отнести ГС и отдельные ШС, выходной отклик сохраняет временную форму, меняет амплитуду пропорционально $|K_{\phi}(j\omega)|$ и в нем появляется временной сдвиг, равный групповому запаздыванию сигнала в ПФ, $t_{2p} = \varphi_{\phi}(\omega)/\omega_c$; 2) при согласованном приёме ПИС по сравнению с приёмом ГС выходной отклик меняет форму импульса за счёт переходного процесса и при этом длительность импульса возрастает до двух раз; 3) при согласованном приёме СИС по сравнению с приёмом ПИС длительность выходного отклика уменьшается, а его амплитуда возрастает пропорционально $\Delta f_c T_c$ за счёт сжатия СИС во времени.

Белый шум $n(t)$ с дисперсией $\sigma_n^2 = N_0 \Delta f_n$, проходя через ПФ, преобразуется в гауссову стационарную помеху $n(t)$ с коэффициентом автокорреляции $r_n(t)$, определяющимся формой амплитудно-частотной характеристики ПФ. Дисперсия помехи $n(t)$ равна

$$\sigma_n^2 = N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega = N_0 K_{\Phi}^2(f_n) \Delta f_{\text{эф}},$$

где $K_{\Phi}(f_n)$ — модуль коэффициента передачи ПФ на средней частоте f_n ; $\Delta f_{\text{эф}}$ — эффективная шумовая полоса ПФ.

Таблица 2.1

ОТКЛИК СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ПФ

| Тип сигнала | Представление сигнала |
|---|--|
| 1. Гармонический | $U_{\text{гс пф}}(t) = U_{\text{мс}} K_{\text{пф}}(\omega_c) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{\text{пф}}(\omega_c)]$ |
| 2. Простой импульсный при $\Delta f_n \tau_n \gg 1$ | $U_{\text{пис пф}}(t) = U_{\text{мс}} K_{\text{пф}}(\omega_c) K_{\text{ог}}(\Delta f_n \tau_n) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{\text{пф}}(\omega_c)]$ |
| 3. Сложный (ЛЧМ при согласованном приёме) | $U_{\text{сис пф}}(t) = U_{\text{мс}} \sqrt{B} \frac{\sin[\pi \Delta f_{\text{дев}} (t - t_0 - \tau_n)(1 - t_0 - \tau_n /\tau_n)]}{\pi \Delta f_{\text{дев}} (t - t_0 - \tau_n)} \times$ $\times \cos \omega_0 (t - t_0 - \tau_n)$ |
| 4. Шумовой при $\Delta f_n \tau_n \gg 1$ | $U_{\text{шс пф}}(t) = U_{\text{шс}}(t) K_{\text{пф}}(\omega_c, \Delta \omega_c) K_{\text{ог}}(\Delta f_n \tau_n) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{\text{пф}}(\omega_c, \Delta \omega_c)]$ |

Примечание: $K_{\text{пф}}(\omega_c)$ — коэффициент передачи ПФ на частоте сигнала ω_c ; $\varphi_{\text{пф}}(\omega_c)$ — фазовый сдвиг, вносимый ПФ на частоте сигнала ω_c ; $K_{\text{пф}}(\omega_c, \Delta \omega_c)$ — коэффициент передачи ПФ на частоте сигнала ω_c и в полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала $\Delta f_c = \frac{\Delta \omega_c}{2\pi}$; $\varphi_{\text{пф}}(\omega_c, \Delta \omega_c)$ — фазовый сдвиг, вносимый ПФ на частоте сигнала ω_c и в полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала $\Delta f_c = \frac{\Delta \omega_c}{2\pi}$; B — база ЛЧМ-сигнала; $\Delta f_{\text{дев}}$ — девиация ЛЧМ-сигнала; t_0 — постоянное групповое запаздывание, вносимое согласованным фильтром.

Отношения сигнал/помеха по мощности на входе $g_{\text{вх}}^2$, выходе ПФ $g_{\text{пф}}^2$ могут быть определены из следующих соотношений:

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0 \Delta f_n}; \quad g_{\text{пф}}^2 = \frac{P_{\text{спф}}^2}{\sigma_n^2} = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0 \Delta f_{\text{эф}}} K_{\text{сж}},$$

где $P_c = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2}$, $P_{\text{спф}} = \frac{U_{\text{пф}}^2}{2}$ — мощность сигнала на выходе ПФ; $U_{\text{пф}}$ — напряжение на выходе ПФ (при согласованном приёме) с наибольшей амплитудой;

$K_{сж}$ — коэффициент сжатия сигнала во времени (для СИС $K_{сж} = \Delta f_c T_c$, а для прочих сигналов $K_{сж} = 1$).

Анализ энергетических характеристик на входе и выходе ПФ показывает, что при согласованном приёме, когда $\Delta f_n = \Delta f_{эф} = \Delta f_c$, имеем

$$g_{вх}^2 = \frac{U_{мс}^2}{2N_0 \Delta f_c}; \quad g_{пф}^2 = \frac{U_{мс}^2 T_c}{2N_0}.$$

А это означает, что при приёме СИС ($\Delta f_c T_c \gg 1$) согласованная фильтрация обеспечивает энергетический выигрыш ($g_{пф}^2 / g_{вх}^2 = \Delta f_c T_c$), а при приёме ПИС выигрыша нет ($g_{пф}^2 / g_{вх}^2 = 1$), поскольку при этом отсутствует сжатие сигнала во времени.

В случае несогласованного приёма и прямоугольной АЧХ ПФ, когда $\Delta f_n = \Delta f_{пф} > \Delta f_c$, имеем $g_{вх}^2 = g_{пф}^2 = \frac{U_{мс}^2}{2N_0 \Delta f_{эф}}$, т. е. величина отношения сигнал/помеха на входе и выходе ПФ одинакова в связи с тем, что ПФ является линейной цепью.

Полученные результаты позволяют произвести расчёт характеристик обнаружения для обнаружителя с согласованной фильтрацией, а для обнаружителей других типов являются промежуточными, на основе которых можно перейти к расчёту прохождения сигнала и помехи через нелинейный элемент (НЭ) и интегратор (Инт).

2.3. Анализ прохождения сигнала и помехи через нелинейный элемент и интегратор

2.3.1. Так как для решения задачи обнаружения может использоваться несколько разновидностей обнаружителей, то с целью компактности анализа помехоустойчивости целесообразно провести исследование такого обнаружителя, для которого обеспечивается возможность получения $g_{вых}$ в наиболее общем виде, а затем уже использовать полученные результаты для анализа $g_{вых}$ всех других разновидностей обнаружителей.

Анализ исходных данных показывает, что наиболее общий характер имеет выражение для отношения $g_{вых}$ в случае автокорреляционного обнаружителя шумового сигнала на фоне белого шума (рис. 2.6, а).

В процессе анализа прохождения сигнала и помехи через НЭ и Инт и отношения сигнал/помеха $g_{\text{вых}}$ предполагается, что ПФ имеет идеальную (прямоугольную) АЧХ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{пф}} = \Delta f_n$, перемножитель и интегратор являются также идеальными, спектральное распределение шумового сигнала (ШС) имеет прямоугольный характер. Белый шум $N(t)$ на выходе ПФ преобразуется в гауссову стационарную помеху с корреляционной функцией

$$R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos \omega_n \tau, \text{ где } \sigma_n^2 = N_0 \Delta f_n.$$

Задача обнаружения при этом соответствует обнаружению шумового гауссова стационарного сигнала с неизвестной формой и известной корреляционной функцией

$$R_c(\tau) = \sigma_c^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_c \tau) \cos \omega_c \tau,$$

где σ_c^2 — дисперсия сигнала; Δf_c — ширина спектра сигнала; ω_c — центральная частота сигнала — неизвестные параметры на фоне гауссовой стационарной помехи с известной корреляционной функцией $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos \omega_n \tau$.

При этом полагается, что ширина спектра сигнала не превышает ширины спектра помехи, т. е. $\Delta f_c \leq \Delta f_n$.

Постоянная интегрирования T определяется временем существования сигнала T_c , т. е. $T = T_c$.

При прохождении процесса $y(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + n(t)$ через НЭ и Инт корреляционного обнаружителя выходное напряжение можно представить в виде

$$U_y(t) = \int_{-\infty}^{t_1} h(t - t_1) y(t) y(t - \tau_1) dt,$$

где $h(t) = 1/T$ — импульсная характеристика интегратора.

Предполагается, что как для автокорреляционного, так и для взаимокорреляционного обнаружителей отношения сигнал/помеха на входах НЭ одинаковы $g_{\text{вх1}} = g_{\text{вх2}} = g_{\text{вх}}$, что возможно с учётом линейности ВТ при одинаковых значениях в каналах коэффициентов шума $N_{\text{ш1}} = N_{\text{ш2}} = N_{\text{ш}}$ и эффективных шумовых полос $\Delta f_{\text{н1}} = \Delta f_{\text{н2}} = \Delta f_n$.

Отношение сигнал/помеха на выходе обнаружителя $g_{\text{вых}}$ в момент отсчёта $t_{\text{от}} = t_0 + T$ определяется отношением приращения среднего значения процесса $U_y(t)$ на выходе коммутируемого интегратора $\Delta M_1[U_y(T)]$, обусловленного при-

сутствием сигнала, к среднеквадратичному значению флюктуаций процесса $U_y(t)$ на выходе интегратора

$$g_{\text{вых}} = \frac{M_1[U_y(t)] - M_1[U_n(t)]}{\sqrt{M_2[U_y(t)] - M_1^2[U_y(t)]}} = \frac{\Delta M_1[U_y(t)]}{\sqrt{D[U_y(t)]}}, \quad (2.5)$$

где $M_1[U_n(T)]$ — математическое ожидание $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель помехи $n(t)$; $M_1[U_y(T)]$ — математическое ожидание $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$; $M_2[U_y(t)]$ — второй начальный момент напряжения $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$; $D[U_y(t)]$ — дисперсия напряжения $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$.

При автокорреляционном обнаружении и в предположении, что модуль коэффициента передачи обнаружителя равен единице, имеем

$$\begin{aligned} M_1[U_y(T)] &= \hat{R}_c(\tau_1) + \hat{R}_n(\tau_1); \\ M_1[U_n(T)] &= \hat{R}_n(\tau_1) \rightarrow 0 \text{ при } \tau_1 > \tau_{\text{kn}}; \Delta M_1[U_y(T)] = \hat{R}_c(\tau_1); \\ M_2[U_y(t)] - M_1^2[U_y(T)] &= D[U_y(t)], \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $\hat{R}_c(\tau_1), \hat{R}_n(\tau_1)$ — оценка автокорреляционных функций сигнала и помехи при $\tau = \tau_1$.

Поскольку напряжение $U_y(T)$ соответствует значению оценки автокорреляционной функции $\hat{R}_y(\tau_1)$ процесса $y(t)$, то при этом $D[U_y(T)]$ соответствует $D[\hat{R}_y(\tau_1)]$, где $D[\hat{R}_y(\tau_1)]$ — дисперсия оценки автокорреляционной функции процесса $y(t)$.

С учётом соотношений (2.5) и (2.6) отношение сигнал/помеха на выходе автокорреляционного обнаружителя имеет вид

$$g_{\text{вых}} = \frac{\hat{R}_c(\tau_1)}{\sqrt{\hat{R}_y(\tau_1)}}. \quad (2.7)$$

Конкретизация выражения для $g_{\text{вых}}$ возможна как на основе использования временного, так и спектрального методов расчёта [14]. При временном методе расчёта напряжения $U_y(t)$ (2.4) используется выражение автокорреляционной функции $R_y(\tau_1)$ в общем виде, и на основе этого выражения определяются част-

ные корреляционные функции, а также корреляционные моменты и дисперсии частных корреляционных функций и корреляционных моментов.

Оценка автокорреляционной функции $\hat{R}_y(\tau_1)$ может быть представлена следующим соотношением:

$$\begin{aligned}\hat{R}_y(\tau_1) &= \frac{1}{T} \int_0^T [S(t, l, \bar{\alpha}) + n(t)][S((t + \tau_1), l, \bar{\alpha}) + n(t - \tau_1)] dt = \\ &= \hat{R}_c(\tau_1) + \hat{R}_n(\tau_1) + \hat{R}_{cn}(\tau_1) + \hat{R}_{nc}(\tau_1),\end{aligned}\quad (2.8)$$

где $\hat{R}_{cn}(\tau_1), \hat{R}_{nc}(\tau_1)$ — оценки корреляционных функций компонентов «сигнал-помеха» при $\tau = \tau_1$.

В связи с тем, что усреднение осуществляется на конечном интервале времени, необходимо учитывать взаимокорреляционную связь между сигналом и помехой.

Так как оценки корреляционных функций $R_{cn}(\tau_1)$ и $R_{nc}(\tau_1)$ являются случайными и взаимозависимыми величинами, то выражение для дисперсии оценки автокорреляционной функции входного процесса $y(t)$ запишется как

$$\begin{aligned}D[\hat{R}_y(\tau_1)] &= M_2[\hat{R}_c(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_n(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_{cn}(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_{nc}(\tau_1)] + \\ &+ 2K_{12} + 2K_{13} + 2K_{14} + 2K_{23} + 2K_{24} + 2K_{34} - M_1^2[U_y(T)],\end{aligned}$$

где $M_2[\hat{R}_{\dots}(\tau_1)]$ — начальный момент второго порядка для компонентов «сигнал-сигнал», «помеха-помеха», «сигнал-помеха»; $K_{12} \div K_{34}$ — взаимные корреляционные моменты.

Анализ прохождения сигнала и помехи через НЭ (автокоррелятор) показывает [21], что сигнал на выходе обнаружителя $\Delta M_1(U_y(T))$ соответствует автокорреляционной функции сигнала $R_c(\tau_1)$, а помеха характеризуется случайными компонентами «сигнал-сигнал» с дисперсиями D_1 и D_2 , «помеха-помеха» — с дисперсиями D_3 и D_4 и «сигнал-помеха» — с дисперсиями D_5 и D_6 .

Полная дисперсия помехи на выходе обнаружителя равна

$$D[R_y(\tau_1)] = D_1 + D_2 + D_3 + D_4 + D_5 + D_6,$$

где

$$\begin{aligned}
D_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau) d\tau; & D_2 &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau + \tau_1) \hat{R}_c^2(\tau - \tau_1) d\tau; \\
D_3 &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_n^2(\tau) d\tau; & D_4 &= \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) R_n(\tau + \tau_1) \hat{R}_n^2(\tau - \tau_1) d\tau; \\
D_5 &= \frac{4}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau) \hat{R}_n^2(\tau) d\tau; & D_6 &= \frac{4}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau + \tau_1) \hat{R}_n^2(\tau - \tau_1) d\tau.
\end{aligned}$$

С учётом вышеизложенного отношение сигнал/помеха на выходе автокорреляционного обнаружителя $g_{\text{вых}} = g_{\text{аш}}$ имеет вид

$$g_{\text{аш}} = \frac{\hat{R}_c^2(\tau_1)}{\sqrt{\sum_{i=1}^6 D_i}}.$$

Расчётные соотношения для $\hat{R}_c^2(\tau_1)$ и $D_1 \div D_6$ для автокорреляционного обнаружителя шумового, гармонического или простого импульсного и сложного сигналов на фоне белого шума, заимствованные из работы [21], приведены в табл. 2.2, а выходные отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{\text{аш}}$, гармоническому $g_{\text{ар}}$, сложному импульсному $g_{\text{ас}}$, простому импульсному $g_{\text{ап}}$ сигналам приведены в табл. 2.3.

Определённое влияние на величину дисперсий $D_1 \div D_6$ оказывает вид их спектрального распределения. Спектральные распределения компонент входного процесса $y_2(t)$ и выходного эффекта для случая автокорреляционного обнаружителя шумового сигнала приведены на рис. 2.8, где приняты следующие обозначения: $G_c(f)$, $G_n(f)$ — спектральные распределения сигнала и помехи на входе обнаружителя; $G_1(f)$ — спектральное распределение постоянной составляющей $\Delta M_1[U_y(T)]$, обусловленной наличием сигнала; $G_2(f)$ — спектральное распределение флуктуаций компоненты «сигнал-сигнал»; $G_3(f)$ — спектральное распределение постоянной составляющей $M_1[U_n(T)]$, обусловленной наличием на входе обнаружителя одной помехи; $G_4(f)$ — спектральное распределение флуктуаций компоненты «помеха-помеха»; $G_5(f)$ — спектральное распределение флуктуаций компоненты «сигнал-помеха»; $G(f) = 2|\dot{F}(2\pi f)|^2$ — односторонний энергетический спектр; $\Delta f_{\text{ин}} = 1/2T$ — эффективная шумовая полоса интегратора.

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ

| Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$ | 1) шумовой $\left(g_{\text{вх}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n}\right)$ | 2) гармонический $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ |
|---|--|--|
| $R_c(\tau)$ | $\sigma_c^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_c \tau_1) \cos \omega_c \tau_1$ | $\frac{U_{\text{мс}}^2 \cos \omega_c \tau_1}{2}$ |
| D_1 | $\frac{K_1^2 \sigma_c^4}{2\Delta f_c T}$ | 0 |
| D_2 | $\frac{K_1^2 \sigma_c^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_c \tau_1) \cos 2\omega_c \tau_1}{2\Delta f_c T}$ | 0 |
| D_3 | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ |
| D_4 | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$ | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$ |
| D_5 | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$ | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$ |
| D_6 при $\omega_c = \omega_n$ | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$ | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$ |
| Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$ | 3) простой импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ | 4) сложный импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ |
| $R_c(\tau)$ | $\frac{K_3 U_{\text{мс}}^2 \cos \omega_c \tau_1}{2}$ | $\frac{U_{\text{мс}}^2 r_c(\tau_1) \cos \omega_c \tau_1}{2}$ |
| D_1 | 0 | 0 |
| D_2 | 0 | 0 |
| D_3 | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ |
| D_4 | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$ | $\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$ |
| D_5 | $\frac{K_3^2 g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$ | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$ |
| D_6 при $\omega_c = \omega_n$ | $\frac{K_3^2 g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$ | $\frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$ |

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ

| Тип сигнала | Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению |
|-------------|---|
| 1) ШС | $g_{\text{АШ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \text{sinc}(\pi \Delta f_{\text{с}} \tau_1) \cdot \cos \omega_{\text{с}} \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1] + 2g_{\text{ВХ}}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1] + K_1^2 g_{\text{ВХ}}^4 \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{с}}} [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{с}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{с}} \tau_1]}}$ |
| 2) ГС | $g_{\text{АГ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \cos \omega_{\text{с}} \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1] + 2g_{\text{ВХ}}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1]}}$ |
| 3) ПИС | $g_{\text{АГ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \cos \omega_{\text{с}} \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1] + 2g_{\text{ВХ}}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1]}}$ |
| 4) СИС | $g_{\text{АГ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \cos \omega_{\text{с}} \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1] + 2g_{\text{ВХ}}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi \Delta f_{\text{п}} \tau_1) \cos 2\omega_{\text{п}} \tau_1]}}$ |

Примечание: ШС — шумовой сигнал; ГС — гармонический сигнал; ПИС — простой импульсный сигнал; СИС — сложный импульсный сигнал.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ

| Тип сигнала | Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению |
|------------------------------|--|
| 1) шумовой сигнал | $g_{\text{ЭШ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ВХ}}^2 + g_{\text{ВХ}}^4 \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{с}}}}}$ |
| 2) гармонический сигнал | $g_{\text{ЭГ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ВХ}}^2}}$ |
| 3) простой импульсный сигнал | $g_{\text{ЭИ}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ВХ}}^2}}$ |
| 4) сложный импульсный сигнал | $g_{\text{ЭС}} = \frac{g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ВХ}}^2}}$ |

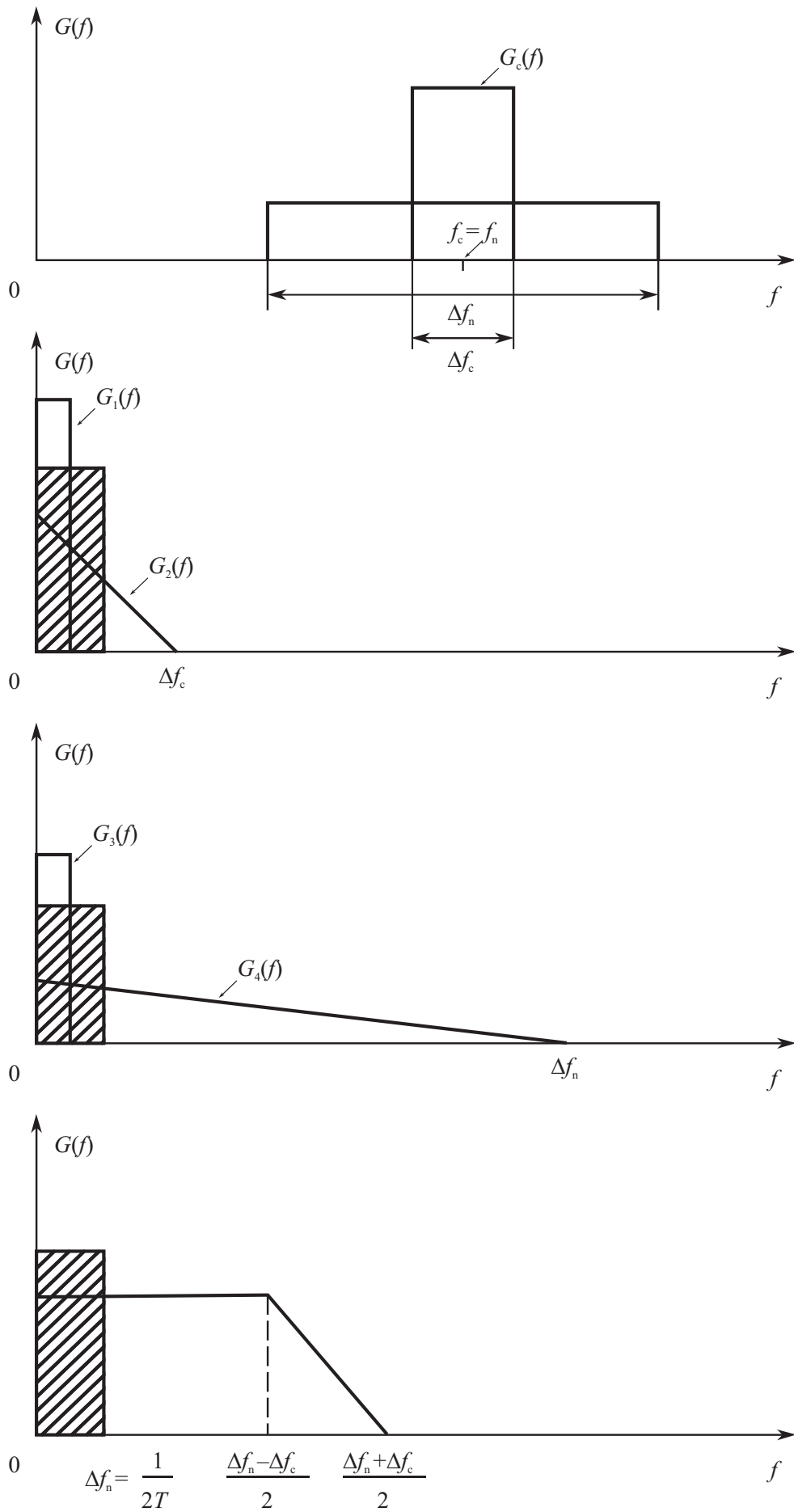


Рис. 2.8

Отклонение формы спектрального распределения компонент «сигнал-сигнал» (D_1 и D_2) и «помеха-помеха» (D_3 и D_4) от прямоугольной приводит к уменьшению эффекта на выходе интегратора пропорционально коэффициентам

$$K_1 = \sqrt{1 - \frac{1}{\Delta f_c T}}; \quad K_2 = \sqrt{1 - \frac{1}{\Delta f_n T}}.$$

В случае автокорреляционного обнаружителя квазидетерминированного (гармонического или простого импульсного) сигнала собственный шум сигнала отсутствует, и поэтому D_1 и D_2 равны нулю. При $\tau_1 = 0$ автокорреляционный обнаружитель вырождается в энергетический обнаружитель. Выражения для выходного отношения сигнал/помеха при энергетическом обнаружителе приведены в табл. 2.4.

При автокорреляционном обнаружении простых прямоугольных импульсных сигналов необходимо учитывать влияние на величину отношения сигнал/помеха переходных процессов, в связи с чем в выражения $g_{\text{вых}}$ введен коэффициент пропорциональности K_3 . При обнаружении сигналов с известной длительностью импульсов и выполнении условия $T = \tau_{\text{и}}$ имеем

$$K_3 = 1 - |\tau_1|/T.$$

В случае обнаружения сигналов с неизвестной длительностью импульсов (типичный случай для радионавигации) целесообразно использовать минимаксный подход, в соответствии с которым $T = \tau_{\text{и мин}}$ и $K_3 = 1$, где $\tau_{\text{и мин}}$ — минимально ожидаемая длительность импульсов принимаемых сигналов.

Однако минимаксный подход приводит при приёме сигналов с $\tau_{\text{и}} > \tau_{\text{и мин}}$ к проигрышу B_n в отношении сигнал/помеха, максимальная величина которого равна

$$B_n = \sqrt{\frac{\tau_{\text{и макс}}}{\tau_{\text{и мин}}}},$$

где $\tau_{\text{и макс}}$ — максимальная длительность импульсов принимаемых сигналов.

С целью уменьшения проигрыша B_n необходимо обеспечивать адаптацию времени интегрирования T , на основе введения в состав обнаружителя устройства оценивания длительности импульсов.

Выражения для дисперсий компоненты «сигнал-помеха» D_5 и D_6 приведены при $\omega_c = \omega_n$, т. е. когда суммарная дисперсия имеет максимальное значение.

Приведённую выше методику анализа отношения сигнал/помеха автокорреляционного обнаружителя можно использовать и для случаев энергетического взаимокорреляционного и когерентного обнаружителей.

При взаимокорреляционном обнаружении статистическая независимость помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ приводит к тому, что дисперсии D_4 и D_6 отсутствуют при любом виде принимаемого сигнала. Расчётные соотношения, необходимые для определения в случае взаимокорреляционного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{вш}$, гармоническому $g_{вг}$, сложному импульсному $g_{вс}$, простому импульсному $g_{ви}$ сигналам, приведены в табл. 2.5.

В случае взаимокорреляционного обнаружения шумового сигнала необходимо дополнительно учитывать наличие собственного шума сигнала в виде дисперсий D_1 и D_2 .

При когерентном обнаружении за счёт того, что помеха $n(t)$ присутствует только на одном входе НЭ обнаружителя, в выходном эффекте дисперсии D_3 , D_4 , D_6 отсутствуют независимо от вида принимаемого сигнала. Расчётные соотношения, необходимые для определения в случае когерентного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{кш}$, гармоническому $g_{кг}$, сложному импульсному $g_{кс}$, простому импульсному $g_{ки}$ сигналам, приведены в табл. 2.6.

2.3.2. Найдём отношение сигнал/помеха на выходе некогерентного обнаружителя (НО), $g_{но}$, реализованного в виде когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, структурная схема которого приведена на рис. 2.3. При этом для расчёта компонент эффекта на выходе каждого из квадратурных каналов можно использовать результаты анализа когерентного обнаружителя (КО) с учётом того, что в синусном канале появляется дополнительный множитель $\sin \varphi_c$, а в косинусном канале — множитель $\cos \varphi_c$ (табл. 2.7).

В результате обработки на выходе устройства квадратурной обработки (УКО) математическое ожидание $\Delta M_1[Z(T)]$ и дисперсия $D[Z(T)]$ напряжения $Z(T)$ определяются из соотношений

$$\Delta M_1[Z(T)] = \sqrt{\Delta M_1^2[Z_x(T)] + \Delta M_1^2[Z_y(T)]}; \quad D[Z(T)] = D_5,$$

где $\Delta M_1[Z_x(T)]$, $\Delta M_1[Z_y(T)]$ — приращение математического ожидания процессов на выходе квадратурных каналов, обусловленных наличием сигнала на входе обнаружителя.

Таблица 2.5

ВЗАИМОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ

| Тип сигнала | Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению |
|------------------------------|---|
| 1) шумовой сигнал | $g_{\text{вш}} = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \text{sinc}(\pi\Delta f_{\text{с}} \Delta\tau) \cdot \cos \omega_{\text{с}} \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{\text{вх}}^2 + K_1^2 g_{\text{вх}}^4 \frac{\Delta f_{\text{н}}}{\Delta f_{\text{с}}} [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_{\text{с}} \Delta\tau) \cos 2\omega_{\text{с}} \Delta\tau]}}$ |
| 2) гармонический сигнал | $g_{\text{вг}} = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \cos \omega_{\text{с}} \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{\text{вх}}^2}}$ |
| 3) простой импульсный сигнал | $g_{\text{ви}} = \frac{K_3 g_{\text{вх}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot \cos \omega_{\text{с}} \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{\text{вх}}^2 \cdot K_3^2}}$ |
| 4) сложный импульсный сигнал | $g_{\text{вс}} = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{2\Delta f_{\text{п}} T} \cdot r_{\text{с}}(\Delta\tau) \cdot \cos \omega_{\text{с}} \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2r_{\text{с}}(\Delta\tau) g_{\text{вх}}^2}}$ |

Таблица 2.6

КОГЕРЕНТНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ (при $\Delta\tau = 0$)

| Тип сигнала | Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению |
|------------------------------|---|
| 1) шумовой сигнал | $g_{\text{кш}} = \frac{g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}}{\sqrt{1 + g_{\text{вх}}^2 \frac{\Delta f_{\text{н}}}{\Delta f_{\text{с}}}}}$ |
| 2) гармонический сигнал | $g_{\text{кг}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}$ |
| 3) простой импульсный сигнал | $g_{\text{ки}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T}$ |
| 4) сложный импульсный сигнал | $g_{\text{кс}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_{\text{с}} T}$ |

КОГЕРЕНТНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ С КВАДРАТУРНОЙ ОБРАБОТКОЙ

| Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$ | 1) шумовой $\left(g_{\text{вх}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n}\right)$ | 2) гармонический $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{mc}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ |
|---|---|---|
| $\Delta M_1[Z(T)]$ | $\Delta M_1[Z_x(T)] = \sigma_c^2 \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \sigma_c^2 \sin \varphi_c$ | $\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{U_{\text{mc}}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{U_{\text{mc}}^2}{2} \sin \varphi_c$ |
| D_1 | $D_1[Z_x(T)] = D_1[Z_y(T)] = \frac{K_1^2 \sigma_c^4}{2\Delta f_c T}$ | 0 |
| D_2 | $D_2[Z_x(T)] = D_2[Z_y(T)] =$ $= \frac{K_1^2 \sigma_c^4 \text{sinc}^2(\pi \Delta f_c \tau_1) \cos 2\omega_c \tau_1}{2\Delta f_c T}$ | 0 |
| D_3 | 0 | 0 |
| D_4 | 0 | 0 |
| D_5 | $D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ | $D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ |
| D_6 | 0 | 0 |
| Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$ | 3) простой импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{mc}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ | 4) сложный импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{mc}}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$ |
| $\Delta M_1[Z(T)]$ | $\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{K_3 U_{\text{mc}}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{K_3 U_{\text{mc}}^2}{2} \sin \varphi_c$ | $\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{U_{\text{mc}}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{U_{\text{mc}}^2}{2} \sin \varphi_c$ |
| D_1 | 0 | 0 |
| D_2 | 0 | 0 |
| D_3 | 0 | 0 |
| D_4 | 0 | 0 |
| D_5 | $D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{K_3^2 g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ | $D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{K_3^2 g_{\text{вх}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$ |
| D_6 | 0 | 0 |

Отношение сигнал/помеха на выходе некогерентного обнаружителя (НО) при приёме ГС, ПИС и СИС можно представить в виде

$$g_{\text{НО}} = \frac{\Delta M_1[Z(T)]}{\sqrt{D_5}}.$$

С учётом соотношений, полученных при анализе КО, имеем

$$g_{\text{НО}} = \sqrt{g_s^2 + g_c^2};$$

$$g_s = g_{\text{КО}} \sin \varphi_c; \quad g_c = g_{\text{КО}} \cos \varphi_c;$$

$$g_{\text{НО}} = g_{\text{КО}} = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T} \quad \text{при } g_{\text{КО}} > 1,$$

где g_s, g_c — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе синусного и косинусного каналов.

Расчётные соотношения, необходимые для определения в случае некогерентного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха при приёме различных типов сигналов, приведены в табл. 2.8. Идентичность соотношений для КО и НО обеспечивается при приёме сильных сигналов, когда $g_{\text{ВХ}} > 1$ при $\Delta f_n T = 1$.

Таблица 2.8

КОГЕРЕНТНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ С КВАДРАТУРНОЙ ОБРАБОТКОЙ

| Тип сигнала | Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению |
|------------------------------|---|
| 1) шумовой сигнал | $g_{\text{КОШ}} = \frac{g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + g_{\text{ВХ}}^2 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c}}}$ |
| 2) гармонический сигнал | $g_{\text{КОГ}} = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}$ |
| 3) простой импульсный сигнал | $g_{\text{КОИ}} = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}$ |
| 4) сложный импульсный сигнал | $g_{\text{КОС}} = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_c T}$ |

2.3.3. Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы:

- величина отношения сигнал/помеха на выходе обнаружителя зависит от алгоритма обнаружения, типа сигналов, величины $g_{\text{ВХ}}$, коэффициентов $K_\phi = \Delta f_n T$ и $K_c = \Delta f_c T$, степени согласованности параметров принимаемого сигнала с параметрами обнаружителя, например, соответствия дли-

- тельности импульса принимаемого сигнала $\tau_{\text{и}}$ с временем интегрирования T и выполнения условий $\omega_c \tau_1 = 2\pi k$, где k — целое число;
- наибольшая величина $g_{\text{вых}}$ при равных исходных условиях достигается при согласованной фильтрации и когерентной обработке сложных импульсных сигналов (СИС);
 - при приёме квазидетерминированных сигналов и $g_{\text{вх}} \gg 1$ отношение сигнал/помеха зависит от $g_{\text{вх}}$ и наибольшие значения $g_{\text{вых}}$ обеспечиваются для когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей, которые по величине $g_{\text{вых}}$ на 3 дБ превосходят при $\tau_1 = 0$ энергетический обнаружитель. При этом автокорреляционный обнаружитель занимает промежуточное положение между взаимокорреляционным и энергетическим обнаружителями;
 - при приёме шумовых сигналов и $g_{\text{вх}} \gg 1$ отношение сигнал/помеха определяется величиной $\Delta f_c T$ и инвариантно к $g_{\text{вх}}$;
 - при приёме квазидетерминированных и шумовых сигналов и $g_{\text{вх}} \ll 1$ наибольшие значения $g_{\text{вых}}$ обеспечиваются для когерентного обнаружения, поскольку $g_{\text{вых}}$ линейно зависит от $g_{\text{вх}}$, а для всех остальных видов обнаружителей наблюдается нелинейная зависимость $g_{\text{вых}} = f(g_{\text{вх}}^2)$;
 - отсутствие априорных сведений о ω_c существенно влияет на $g_{\text{вых}}$ автокорреляционного обнаружителя за счёт множителя $\cos \omega_c \tau_1$ или при фиксации допустимых потерь в $g_{\text{вых}}$ на ширину рабочего частотного диапазона обнаружения; при когерентном и взаимокорреляционном обнаружении в случае наличия между сигналами, подаваемыми на перемножитель, нескомпенсированного группового времени запаздывания $\tau_1 = \Delta\tau$, величина $g_{\text{вых}}$ будет изменяться пропорционально множителю $\cos \omega_c \Delta\tau$;
 - отсутствие априорных сведений о длительности импульсов принимаемых сигналов при минимальном выборе постоянной интегрирования $T = \tau_{\text{и}}$ мин приводит к потере в величине $g_{\text{вых}}$, которая одинакова для всех рассматриваемых типов обнаружителей, за исключением обнаружителей с когерентной обработкой и согласованной фильтрацией, и равна

$$B_{\text{н}} = \sqrt{\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и мин}}}};$$

- полученные выражения для отношения сигнал/помеха могут быть использованы не только для случаев, когда амплитудно-частотная характеристика (АХЧ) полосового фильтра является идеальной, но и для случаев, когда АХЧ является колоколообразной и экспоненциальной;
- для авто- и взаимокорреляционных сигналов $g_{\text{ВЫХ}}$ при $g_{\text{ВХ}} \gg 1$ инвариантно к форме АХЧ, а при $g_{\text{ВХ}} \ll 1$ зависит от формы АХЧ следующим образом: $g_{\text{ВЫХ}}^{\text{Ч}} : g_{\text{ВЫХ}}^{\text{К}} : g_{\text{ВЫХ}}^{\text{Э}} = 1 : \sqrt[4]{2} : \sqrt{2}$;
- полученные результаты справедливы для идеального коммутируемого интегратора, однако они могут быть распространены и на случай, когда в качестве усреднителя используется некоммутируемая RC — цепочка (интегрирующий фильтр), если выполняется условие $T > 4RC$;
- при взаимокорреляционной обработке отношение сигнал/помеха на входах каналов может быть разным $g_{\text{ВХ1}} \neq g_{\text{ВХ2}}$, например, из-за различия коэффициентов шума каналов $N_{\text{ш1}} \neq N_{\text{ш2}}$: если $g_{\text{ВХ1}} \ll 1$ и $g_{\text{ВХ2}} \ll 1$, то в полученных выражениях для $g_{\text{ВЫХ}}$ необходимо сомножитель $g_{\text{ВХ}}^2$ заменить сомножителем $g_{\text{ВХ}} g_{\text{ВХ2}}$; если же $g_{\text{ВХ}} \gg 1$ и $g_{\text{ВХ2}} \gg 1$ при приёме квазидетерминированных сигналов, то сомножитель $g_{\text{ВХ}}$ заменяется на $(g_{\text{ВХ1}} + g_{\text{ВХ2}})/2$.

Для полного сравнения различных типов обнаружителей наряду с определением $g_{\text{ВЫХ}}$ необходимо учитывать статистические характеристики выходного эффекта.

2.4. Расчёт характеристик обнаружения и оптимизация параметров обнаружителей

2.4.1. Величина сигнал/помеха на выходе обнаружителей представляет собой энергетический критерий помехоустойчивости, использование которого в общем случае оказывается недостаточным для оценки их помехоустойчивости. Более полными и универсальными характеристиками помехоустойчивости являются вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ и ложной тревоги $P_{\text{лт}}$, для вычисления которых необходимо знание закона распределения вероятностей напряжения на выходе обнаружителя $Z(T)$ в момент отсчёта $t_{\text{от}} = t_0 + T$.

Анализ статистических характеристик выходного эффекта для рассмотренных выше типов обнаружения показывает, что 1) при согласованном приёме ($\Delta f_c T = 1$) с использованием обнаружителей с когерентной обработкой и согла-

сованной фильтрацией, а также при несогласованном приёме ($\Delta f_c T \gg 1$) с использованием энергетического, авто- и взаимокорреляционного обнаружителей плотность вероятности напряжения $U_y(T)$ соответствует гауссовому закону [1, 2]; 2) при согласованном приёме с использованием когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей плотность вероятности напряжения $U_n(T)$ соответствует обобщённому закону Рэлея [3].

При выполнении гауссовой гипотезы относительно закона распределения выходного эффекта, если на входе обнаружителя присутствует только помеха $n(t)$, то плотность вероятности напряжения представляется в виде

$$W_n(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[U_n(T)]}} \exp\left(-\frac{U - M_1[U_n(T)]^2}{2D[U_n(T)]}\right), \quad (2.9)$$

а при наличии на входе обнаружителя процесса $y(t)$ в виде

$$W_y(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[U_y(T)]}} \exp\left(-\frac{U - M_1[U_y(T)]^2}{2D[U_y(T)]}\right), \quad (2.10)$$

где $D[U_n(T)]$, $D[U_y(T)]$ — дисперсия низкочастотных флуктуаций напряжений $U_n(T)$ и $U_y(T)$.

При заданном значении порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ вероятность ложной тревоги

$$P_{\text{лт}} = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_n(U) dU,$$

а вероятность правильного обнаружения

$$P_{\text{по}} = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_y(U) dU$$

С учётом выражений (2.9) и (2.10) $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ можно привести к виду

$$P_{\text{лт}} = 1 - \Phi\left(\frac{U_{\text{пор}} - M_1[U_n(T)]}{\sqrt{D[U_n(T)]}}\right); P_{\text{по}} = \Phi\left(\frac{M_1[U_y(T)] - U_{\text{пор}}}{\sqrt{D[U_y(T)]}}\right), \quad (2.11)$$

где $\Phi(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^U e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ — функция Лапласа.

Величина $U_{\text{пор}}$ зависит от дисперсии помехи $n(t)$ на выходе обнаружителя и требуемого значения ложной тревоги

$$U_{\text{пор}} = \sqrt{D[U_n(T)]} \operatorname{arcs} \Phi(1 - P_{\text{лт}}) + M_1[U_n(t)], \quad (2.12)$$

где $\operatorname{arcs} \Phi(U)$ — функция обратная $\Phi(U)$.

Величина математического ожидания помехи $M_1[U_n(t)]$ определяется типом обнаружителя. В случае энергетического и автокорреляционного ($\tau_1 = 0$) обнаружителей, полагая модуль коэффициента передачи обнаружителя равным единице, имеем

$$M_1[U_n(T)] = \sigma_n^2 K_n; \quad \sqrt{D[U_n(T)]} = \sqrt{D_3 + D_4} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{\Delta f_n T}}, \quad (2.13)$$

где $K_n = 1$ [1/В] — коэффициент пропорциональности, учитывающий свойства НЭ, а для автокорреляционного обнаружителя при $\tau_1 \geq \tau_{\text{корр}}$, а также когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильтрацией получаем

$$M_1[U_n(T)] = 0; \quad \sqrt{D[U_n(T)]} = \sqrt{D_3} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{2\Delta f_n T}}, \quad (2.14)$$

и

$$U_{\text{пор}} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{2\Delta f_n T}} \operatorname{arcs} \Phi(1 - P_{\text{лт}}).$$

С учётом соотношений (2.11, 2.12) для энергетического обнаружителя, а также соотношений (2.13, 2.14) для автокорреляционного ($\tau_1 \geq \tau_{\text{корр}}$), когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильтрацией вероятность ложных тревог определяется следующими выражениями:

$$P_{\text{лт эр}} = 1 - \Phi \left[\left(\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} - 1 \right) \sqrt{\Delta f_n T} \right]; \quad P_{\text{лт ср}} = P_{\text{лт кр}} = 1 - \Phi \left[\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} \sqrt{\Delta f_n T} \right];$$

$$P_{\text{лт вр}} = P_{\text{лт ар}} = 1 - \Phi \left[\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} \sqrt{2\Delta f_n T} \right],$$

где $P_{\text{лт эр}}, P_{\text{лт кр}}, P_{\text{лт вр}}, P_{\text{лт ар}}, P_{\text{лт ср}}$ — расчётная вероятность ложных тревог энергетического, когерентного, взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильтрацией.

С учётом соотношения (2.11) и результатов, полученных в подразделе 2.3, в табл. 2.9, приведены выражения для характеристик обнаружения $P_{\text{по}} = f(g_{\text{вых}}, P_{\text{лт}})$ для различных типов обнаружителей, на выходе которых напряжение имеет гауссов закон распределения.

2.4.2. При анализе НО плотность вероятности выходного эффекта $U_y(T)$ как в случае квадратурной обработки, так и при использовании согласованной фильтрации с выделением огибающей соответствует обобщённому закону Рэлея.

При отсутствии в процессе $y_2(t)$ сигнала плотность вероятности выходного напряжения соответствует закону Рэлея

$$W_n(U) = \frac{U}{D[U_n(T)]} \exp\left(-\frac{U^2}{2D[U_n(T)]}\right),$$

где $D[U_n(T)]$ — дисперсия напряжения на выходе обнаружителя при воздействии на него помехи $n(t)$, величина которой зависит от типа обнаружителя.

Для когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, а также для обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей с учётом результатов, приведённых в табл. 2.7, имеем

$$D[U_n(T)] = \frac{\sigma_n^4 g_{\text{вх}}^2}{2\Delta f_n T}.$$

При наличии на входе обнаружителя, помехи и сигнала плотность вероятности выходного напряжения соответствует обобщённому закону Рэлея

$$W_y(U) = \frac{U}{D[U_y(T)]} \exp\left(-\frac{U^2 + M_1^2(T)}{2D[U_y(T)]}\right) I_0\left(\frac{\Delta M_1^2(T)U}{D[U_y(T)]}\right),$$

где $U_y(T) = \sqrt{Z_x^2(T) + Z_y^2(T)}$; $\Delta M_1(T) = \sqrt{\Delta M_1^2[Z_x(T)] + \Delta M_1^2[Z_y(T)]}$; $\Delta M_1(T)$ — приращение математического ожидания напряжения $U_y(T)$, обусловленное наличием сигнала; $D[U_y(T)]$ — дисперсия напряжения $U_y(T)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$, величина которой зависит от типа обнаружителя.

**ВЕРОЯТНОСТЬ ПРАВИЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ
ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ПРИ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА**

| Тип сигнала / Тип обнаружителя | 1) шумовой $\left(g_{\text{вх}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n} \right)$ | 2) гармонический $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$ |
|--------------------------------|--|--|
| 1. КО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{кш}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + g_{\text{вх}}^2 K_1^2 \Delta f_n / \Delta f_c}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{кг}} - \arcsin(1 - P_{\text{лт}}) \right]$ |
| 2. ВО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{вш}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 4 \frac{g_{\text{вх}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{вх}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{вг}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |
| 3. АО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{аш}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2 \frac{g_{\text{вх}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{вх}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{ар}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |
| 4. ЭО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{эш}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2 \frac{g_{\text{вх}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{вх}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{эг}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |
| Тип сигнала / Тип обнаружителя | 3) простой импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$ | 4) сложный импульсный $\left(g_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мс}}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$ |
| 1. КО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{ки}} - \arcsin(1 - P_{\text{лт}}) \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{кк}} - \arcsin(1 - P_{\text{лт}}) \right]$ |
| 2. ВО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{ви}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{вх}}^2 + K_3^2 / K_2^2}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{вс}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |
| 3. АО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{ли}} - \frac{\sqrt{2} \arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 + K_3^2 / K_2^2}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{ас}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |
| 4. ЭО | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{зи}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 + K_3^2 / K_2^2}} \right]$ | $P_{\text{по}} = \Phi \left[g_{\text{зс}} - \frac{\arcsin(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 / K_2^2}} \right]$ |

Примечание: КО — когерентный обнаружитель; ВО — взаимокорреляционный обнаружитель; АО — автокорреляционный обнаружитель; ЭО — энергетический обнаружитель.

**ВЕРОЯТНОСТЬ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ
ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ**

| Тип обнаружителя | Вероятность ложной тревоги |
|-------------------------|--|
| 1. Когерентный | $P_{\text{лткф}} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{\text{пр}}}{\sigma_{\text{пф}}} \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лткр}}) \right]$ |
| 2. Взаимокорреляционный | $P_{\text{лтвф}} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{\text{пр}}^2}{\sqrt{2}\sigma_{\text{пф}}^2} \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лтвр}}) \right]$ |
| 3. Автокорреляционный | $P_{\text{лтаф}} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{\text{пр}}^2}{\sqrt{2}\sigma_{\text{пф}}^2} \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лтвр}}) \right]$ |
| 4. Некогерентный | $P_{\text{лткоф}} = \exp \left[\frac{2\sigma_{\text{пр}}^4}{\sigma_{\text{пф}}^4} \ln P_{\text{лткор}} \right]$ |
| 5. Энергетический | $P_{\text{лткф}} = 1 - \Phi \left[\frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лткр}}) + \left(1 - \frac{\sigma_{\text{пф}}^2}{\sigma_{\text{пр}}^2}\right) \sqrt{\Delta f_n T}}{\frac{\sigma_{\text{пф}}^2}{\sigma_{\text{пр}}^2}} \right]$ |

Для когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, а также для обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей имеем [21]

$$D[U_y(T)] = D[U_n(T)] = \frac{\sigma_n^4 g_{\text{вх}}^2}{2\Delta f_n T}.$$

При приёме ГС, ПИС и СИС расчёт вероятностей $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$ может быть выполнен на основе следующих соотношений [2]:

$$P_{\text{лт}} = \exp \left[-\frac{h^2}{2} \right]; P_{\text{по}} = \int_h^\infty x \exp \left(-\frac{X^2 + g_{\text{вых}}^2}{2} \right) I_0(g_{\text{вых}} x) dx = Q(g_{\text{вых}}, h),$$

где $X^2 = \frac{U^2}{D[U_y(T)]}$ — нормированное напряжение, соответствующее процессу $y(t)$; $Q(g_{\text{вых}}, h)$ — функция Маркума; h — нормированный порог; $I_0(\dots)$ — функция Бесселя нулевого порядка.

Нормированный порог выбирается, исходя из заданной вероятности $P_{\text{лт}}$:

$$h = \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{P_{\text{лт}}} \right)}.$$

Величина порога $U_{\text{пор}}$ в предположении, что коэффициент передачи обнаружителя равен единице, рассчитывается так:

$$U_{\text{пор}} = h \sqrt{D[U_y(T)]}.$$

Вычисление вероятности $P_{\text{по}}$ может быть выполнено с помощью таблиц [22] для распределения Рэля-Райса или функции $Q(g_{\text{вых}}, h)$.

При расчёте характеристик обнаружения используются выражения для отношения сигнал/помеха, приведённые в табл. 2.8.

2.4.3. При наличии характеристики обнаружения можно приступить к оптимизации параметров обнаружителя. С этой целью по характеристике обнаружения определяется при заданной величине $P_{\text{лт}}$ выходное отношение сигнал/помеха $g_{\text{вых доп}}$, необходимое для обеспечения вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по доп}}$. Используя соотношения, устанавливающие взаимосвязи $g_{\text{вых}} = f(g_{\text{вх}})$, приведённые в табл. 2.3—2.8, определяем допустимую величину входного отношения сигнал/помеха $g_{\text{вх доп}}$.

В тех случаях, когда обнаружитель предназначен для приёма нескольких видов сигналов, окончательный выбор $g_{\text{вых доп}}$ осуществляется на основе минимаксного подхода, т. е. выбирается наибольшая величина $g_{\text{вх}}$.

Далее определяется реальная чувствительность обнаружителя $P_c = P_{\text{ш}} g_{\text{вх}}^2$. Коэффициент передачи обнаружителя по мощности рассчитывается из соотношения

$$K_{\text{об}} = \frac{P_{\text{пор}}}{P_{\text{ш}}},$$

где $P_{\text{пор}} = \frac{U_{\text{пор}}^2}{2R_{\text{вых}}}$, $P_{\text{пор}}$ — мощность порога обнаружения.

Разбиение коэффициента передачи $K_{\text{об}}$ между функциональными узлами следует проводить с учётом того, что коэффициент передачи пассивных НЭ по мощности может изменяться в широких пределах $K_{\text{нэ}} \in (10^{-2}; 1)$ (меньшие значения $K_{\text{нэ}}$ соответствуют перемножителям в авто- и взаимокорреляционных обнаружителях, а большие значения $K_{\text{нэ}}$ соответствуют фазовым детекторам и

смесителям в когерентных обнаружителях. Максимально допустимая величина коэффициента передачи по мощности ПФ лимитируется уровнем ограничения на его выходе $P_{огр} \leq (1; 10)$ Вт:

$$K_{пф} = \frac{P_{огр}}{P_c}.$$

Максимально допустимая величина коэффициента передачи $K_{инт}$ определяется порогом $U_{пор}$ и минимально допустимой величиной сигнала на входе Инт $U_{мин} \in (10; 10)$ В.

При одинаковом входном и выходном сопротивлениях Инт имеем

$$K_{инт} = \frac{U_{пор}^2}{U_{мин}^2}.$$

При выборе коэффициентов передачи функциональных узлов обнаружителя, наряду с вышеизложенными граничными оценками, необходимо учитывать различные технико-экономические показатели СРС.

В реальных условиях установка оптимального порога не представляется возможной, поскольку в процессе функционирования обнаружителя возникают нестабильности передаточных узлов и изменения уровня внешних некоррелированных помех, которые приводят к изменению фактической дисперсии помех $\sigma_{лф}^2$ относительно расчётного значения дисперсии помехи $\sigma_{пф}^2$.

Изменение дисперсии помехи, т. е. $|\sigma_{пф}^2 - \sigma_{лф}^2| > 0$, приводит к изменению характеристик обнаружения и особенно существенно может изменяться фактическая величина $P_{лтф}$ относительно расчётной величины $P_{лтр}$. Выражения, характеризующие величину $P_{лтф}$ для когерентного, взаимокорреляционного, автокорреляционного, корреляционно-фильтрового, квадратурного и энергетического обнаружителей при $|\sigma_{пф}^2 - \sigma_{лф}^2| > 0$, приведены в табл. 2.10.

Полученные соотношения позволяют сформулировать требования к допустимой относительной нестабильности коэффициента передачи обнаружителя

$$\frac{\Delta K_{об}}{K_{об}} = \frac{|\sigma_{пф}^2 - \sigma_{лф}^2|}{\sigma_{пф}^2}$$
 для получения допустимой относительной нестабильности

$$\text{ложных тревог} \frac{|P_{лтф} - P_{лтр}|}{P_{лтр}}.$$

Сравнительный анализ семейств характеристик, учитывающих изменения

$P_{лт} = f\left(\frac{\sigma_{пф}^2}{\sigma_{пр}^2}\right)$, показывает, что энергетический обнаружитель значительно усту-

пает корреляционным обнаружителям. При построении радиосистем с автоматической обработкой информации значительные перепады в величине $P_{лт}$ не допустимы, так как существенно снижают их эффективность. С целью стабилизации вероятности в обнаружителях можно использовать жесткое ограничение или автоматическую регулировку по шуму.

При использовании обнаружителя для обработки нескольких типов сигналов в процессе его проектирования возникает необходимость в выборе его параметров для каждого типа сигналов, затем в уточнении параметров, приемлемых для всех типов сигналов, с последующим перерасчётом характеристик обнаружения и чувствительности обнаружителя.

Для закрепления приведённых выше методов анализа и проведения моделирования обнаружителей и демодуляторов сигналов в данных методических указаниях приводятся материалы по выполнению контрольных и лабораторных работ по когерентному (КО), некогерентному (НО), автокорреляционному (АО) и энергетическому (ЭО) обнаружителям простых импульсных (ПИС), линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ), фазокодированных (ФКМ) и шумовых (Ш) сигналов на фоне квазибелого шума.

Содержание контрольных работ № 3—6, методические указания по их выполнению и варианты заданий приведены в подразд. 2.5.

Цели и задачи лабораторных работ № 4—7 и методические указания по их проведению приведены в подразд. 2.6. При проведении лабораторных работ с целью упрощения процесса моделирования целесообразно использовать, наряду с типовыми функциональными узлами, описанными в [4], разработанные на кафедре РТС ТРТУ макросы как функциональных узлов, так и радиоустройств, описанных в инструкции пользователя «Micro-Cap (5—8)».

2.5. Контрольные работы № 3—6

«Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей»

2.5.1. Структуры контрольных работ приведены ниже.

Контрольная работа № 3 посвящена исследованию когерентного обнаружителя (КО); контрольная работа № 4 посвящена исследованию некогерентного обнаружителя (НО); контрольная работа № 5 посвящена исследованию энергетического обнаружителя (ЭО); контрольная работа № 6 посвящена исследованию автокорреляционного обнаружителя (АО).

2.5.2. Содержание контрольных работ состоит в следующем:

а) по заданным:

- 1) типу обнаружителя: КО — когерентный; ЭО — энергетический; АО — автокорреляционный; НО — некогерентный;
- 2) виду и параметрам помехи: квазибелый шум; N_n ($\text{В}^2/\text{Гц}$) — спектральная плотность; f_0 (Гц) — средняя частота; Δf_n (Гц) — ширина спектра;
- 3) виду сигнала: ГС — гармонический; ПИС — простой импульсный; ШС — шумовой; СИС — сложный импульсный сигнал;
- 4) параметрам сигнала: K_f — коэффициент, используемый при расчёте средней частоты сигнала f_c (Гц); K_Δ — коэффициент, используемый при расчёте ширины спектра сигнала Δf_c (Гц); K_Φ — коэффициент фильтрации $\Delta f_n T$, где T (с) — постоянная интегрирования обнаружителя.
- 5) характеристикам обнаружения: $P_{\text{по}}$ — вероятность правильного обнаружения; $P_{\text{лт}}$ — вероятность ложных тревог.

б) необходимо:

- привести алгоритм и структуру обнаружителя;
- рассчитать следующие параметры:

- 1) f_n (Гц), f_v (Гц) — нижнюю и верхнюю границы частотного диапазона обнаружителя;

- 2) σ_n^2 (Вт) — дисперсию помехи на входе обнаружителя;
 - 3) среднюю частоту сигнала f_c (Гц) и ширину его спектра Δf_c (Гц);
 - 4) длительность сигнала T_c (с), постоянную интегрирования T (с) и базу B для СИС;
 - 5) время задержки τ (с), вносимого линией задержки, при анализе АО;
 - 6) пороговое — $g_{\text{пор}}$, входное — $g_{\text{вх}}$ и выходное отношение сигнал/помеха по напряжению;
 - 7) реальную чувствительность обнаружителя — P_c (Вт);
- построить зависимости:
- 1) $g = f(g_{\text{вх}})$ при оценке g и $g_{\text{вх}}$ (в разгах и дБ);
 - 2) $P_{\text{по}} = f(g_{\text{вх}}, P_{\text{лт}})$;
- сделать заключение.

Варианты заданий для выполнения контрольных работ № 3—6 приведены в подразд. 2.5.3.

в) с целью упрощения анализа варианты заданий на выполнение контрольных работ составлены при фиксации следующих исходных условий для всех вариантов:

- 1) ПФ имеет идеальную (прямоугольную) АЧХ;
- 2) $f_c = f_0 = 10^7$ Гц;
- 3) $N_n = 10^{-18}$ В²/Гц;
- 4) $K_{\phi} = \Delta f_n T = 10^2$;
- 5) для ГС и ПИС база равна $B = 1$, а для СИС и ШС база равна $B = 10$;
- 6) ФНЧ представляет собой идеальный интегратор в скользящем временном окне.

2.5.3. Варианты заданий к контрольным работам № 3—6 приведены в табл. 2.11 и 2.12.

1.1 — ГС; 2.1 — $P_{\text{по}} = 0,8$; 3.1 — $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$; 4.1 — $\Delta f_n = 10^6$ Гц;
 1.2 — ПИС; 2.2 — $P_{\text{по}} = 0,9$; 3.2 — $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$; 4.2 — $\Delta f_n = 3 \cdot 10^5$ Гц;
 1.3 — СИС; 2.3 — $P_{\text{по}} = 0,95$; 4.3 — $\Delta f_n = 10^5$ Гц.
 1.4 — ШС;

Таблица 2.11

| Варианты | Параметры обнаружителя | | | |
|----------|------------------------|-----|-----|-----|
| 1 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.1 |
| 2 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.2 |
| 3 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.3 |
| 4 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.1 |
| 5 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.2 |
| 6 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.3 |
| 7 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.1 |
| 8 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.2 |
| 9 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.3 |
| 10 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.1 |
| 11 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.2 |
| 12 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.3 |
| 13 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.1 |
| 14 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.2 |
| 15 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.3 |
| 16 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.1 |
| 17 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.2 |
| 18 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.3 |
| 19 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.1 |
| 20 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.2 |
| 21 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.3 |
| 22 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.1 |
| 23 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.2 |
| 24 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.3 |

2.6. Методические указания по выполнению контрольной работы № 3 «Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей»

2.6.1. Структура и алгоритм обнаружителя в соответствии с заданным вариантом заимствуется из раздела 2.1 данных методических указаний.

Границы частотного диапазона обнаружителей рассчитываются из соотношений:

$$f_{\text{н}} = f_0 - \Delta f_n / 2; \quad f_{\text{в}} = f_0 + \Delta f_n / 2.$$

Дисперсия помехи на входе обнаружителя равна $\sigma_n^2 = N_n \Delta f_n$.

Средняя частота сигнала f_c и ширина его спектра Δf_c рассчитываются следующим образом:

$$f_c = f_0 - \Delta f_n / 2 + K_f \Delta f_c / 2; \quad K_f \in [1, \text{ent}(2\Delta f_n / \Delta f_c)]; \quad \Delta f_c = K \Delta f_n; \quad K \in [10^{-3}, 1],$$

где $\text{ent}[x]$ — целая часть x .

Для вариантов заданий, приведённых в подразд. 2.5.3, полагается, что $f_c = f_0 = 10^7$ Гц.

Расчёт длительности существования сигналов T_c , постоянной интегрирования T и ширины спектра Δf_c осуществляется следующим образом:

$$T_c = K_{\Phi} / \Delta f_n; \quad T = T_c = \tau_{\text{и}}; \quad \Delta f_c = B / T_c.$$

Выбор времени задержки τ в случае анализа АО осуществляется из следующих соотношений: $\tau_{\text{кн}} \leq \tau \ll \tau_{\text{кс}}; f_c \tau = k; r_c(\tau) \geq 0,9; \tau_{\text{кн}} = 1 / \Delta f_n$, где $\tau_{\text{кс}}$, $\tau_{\text{кн}}$ — интервалы корреляции сигнала и помехи; k — целое число; $r_c(\tau)$ — коэффициент автокорреляции сигнала при выбранном значении времени задержки τ .

Для ГС, ПИС, СИС(ФМК, ЛЧМ) и ШС коэффициент автокорреляции описывается следующими соотношениями:

$$\text{ГС} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau| / T_c) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1 / T_c;$$

$$\text{ПИС} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau| / \tau_{\text{и}}) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1 / \tau_{\text{и}};$$

$$\text{ФМК} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau| / T_3) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1 / T_3;$$

$$\text{ЛЧМ} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau| / \tau_{\text{и}}) \text{sinc} [\pi \Delta f_c \tau (1 - |\tau| / \tau_{\text{и}})] \cos 2\pi f_c \tau;$$

$$\text{ШС} \quad - \quad r_c(\tau) = \text{sinc} [\pi \Delta f_c \tau] \cos 2\pi f_c \tau,$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульсного сигнала; T_3 — длительность кодовой посылки в случае ФМК-сигнала.

Для вариантов заданий, приведённых в подразд. 2.5.3, в качестве СИС можно использовать или ЛЧМ, или ФМК по своему усмотрению.

2.6.2. На основе использования соотношений для расчёта отношения сигнал/помеха g , приведённых в 5 части данных методических указаний, с учётом полученных в п. п. 1—6 результатов проводится расчёт и строится зависимость $g = f(g_{\text{вх}})$ при изменении $g_{\text{вх}}$ от 10^{-2} до 10^2 при оценке g и $g_{\text{вх}}$ (в разгах и дБ).

В соответствии с соотношением $g_{\text{пор}} = F(P_{\text{лт}})$ для заданного типа обнаружителя по заданной вероятности $P_{\text{лт}}$ определяется величина порогового отношения сигнал/шум $g_{\text{пор}}$.

В соответствии с соотношением $P_{\text{по}} = F(g, P_{\text{лт}})$ для заданного типа обнаружителя проводится расчёт и строится графическая зависимость при изменении g от 1 до 10^2 . Для наглядности рассмотрим пример обнаружения гармонического сигнала ЭО при $\Delta f_n T \gg 1$.

Используя соотношения для расчёта характеристик ЭО, приведённые в подразд. 2.4, имеем:

$$P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(g_{\text{пор}}); g_{\text{пор}} = \text{arc } \Phi(1 - P_{\text{лт}});$$

$$P_{\text{по}} = \Phi \left[g - \frac{\text{arc } \Phi(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2}} \right]; \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt;$$

$$g = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2}},$$

где $\Phi(x)$ — функция Лапласа.

Значения $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ при различных значениях $\Phi(x)$ приведены в табл. 2.12.

Данный пример позволяет производить анализ не только ЭО, но и КО, и АО, поскольку для этих трёх типов обнаружителей выходной эффект имеет при $\Delta f_n T \gg 1$ нормальный закон распределения.

При анализе характеристик помехоустойчивости НО необходимо учитывать, что выходной эффект после квадратурной обработки имеет распределение Рэлея-Райса.

Для наглядности рассмотрим пример обнаружения гармонического сигнала НО, используя соотношения, приведённые в подразд. 2.4

$$P_{\text{лт}} = \exp\left(-\frac{g_{\text{пор}}^2}{2}\right); g_{\text{пор}} = \sqrt{2 \ln(1/P_{\text{лт}})};$$

$$P_{\text{по}} = \int_{g_{\text{пор}}}^{\infty} x \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + g^2}{2}\right) \cdot I_0(g, x) dx; g = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T};$$

где $I_0(Z)$ — функция Бесселя нулевого порядка; x — нормированное напряжение.

Значения $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$ при различных значениях $g_{\text{пор}}$ и g приведены в табл. 2.12.

При наличии графических зависимостей $P_{\text{по}} = F(g, P_{\text{лт}})$ и $g = f(g_{\text{вх}})$ по заданной величине $P_{\text{по}}^*$ находим требуемое g^* , а затем и $g_{\text{вх}}^*$ (рис. 2.9)

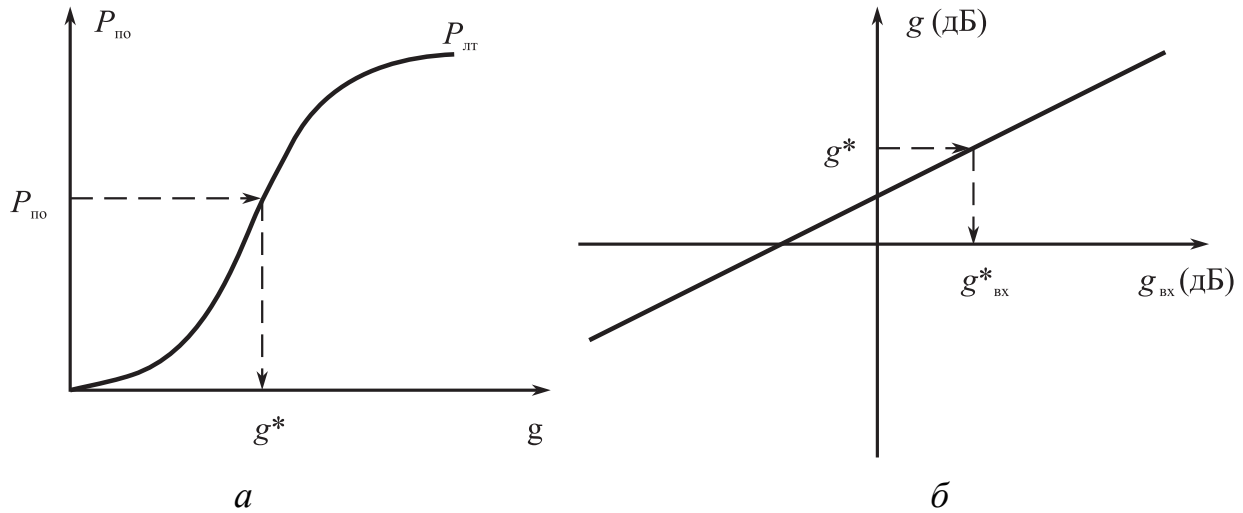


Рис. 2.9

Далее производится пересчёт дБ в разы $g_{\text{вх(разы)}}^* = 20 \lg g_{\text{вх(дБ)}}^*$.

Реальная чувствительность обнаружителя равна $P_c = \sigma_n^2 g_{\text{вх(разы)}}^2$.

В заключении подводятся итоги с перечислением заданных и полученных характеристик обнаружения.

Таблица 2.12

**РАСЧЁТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
КО, ЭО, АО при $\Delta f_n T \gg 1$**

| | | | | | | | | | | | |
|---------------|-----|------|------|------|-----|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| x | 0 | 0,25 | 0,52 | 0,84 | 1,3 | 2,3 | 3,1 | 3,7 | 4,26 | 4,75 | 5,2 |
| $1 - \Phi(x)$ | 0,5 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0,1 | 10^{-2} | 10^{-3} | 10^{-4} | 10^{-5} | 10^{-6} | 10^{-7} |

$$P_{\text{по}} = \Phi(x_1); P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(x_2); P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{по}} = 1 - \Phi(x_1); \Phi(-x) = 1 - \Phi(x);$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Пример: $P_{\text{по}} = 0,9$; $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$; когерентный обнаружитель; $P_{\text{по}} = \Phi[g - g_{\text{пор}}]$; $\Delta g = g - g_{\text{пор}}$; $P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(g_{\text{пор}})$; $P_{\text{пр}} = 1 - \Phi(\Delta g)$.

Имеем: $g_{\text{пор}} = 4,26$; $\Delta g = 1,3$; $g = 5,56$.

Таблица 2.13

**РАСЧЁТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
НО ПРИ ПРИЁМЕ ГС, ПИС, СИС**

$$P_{\text{лт}} = e^{-g_{\text{пор}}^2/2}$$

| | | | | | | | | | | |
|------------------|-----|------|-------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $g_{\text{пор}}$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 3,75 | 4,3 | 4,8 | 5,1 |
| $P_{\text{лт}}$ | 0,6 | 0,13 | $1 \cdot 10^{-2}$ | $3,8 \cdot 10^{-4}$ | $3,6 \cdot 10^{-7}$ | $1,5 \cdot 10^{-8}$ | 10^{-3} | 10^{-4} | 10^{-5} | 10^{-6} |

$$P_{\text{по}} = Q(g, g_{\text{пор}}) = \int_{g_{\text{пор}}}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + g^2}{2}\right) \cdot I_0(gx) dx$$

1) $g_{\text{пор}}=3$

| | | | | | | |
|-----------------|------|------|------|------|------|-------|
| g | 2 | 3 | 3,5 | 4 | 4,5 | 5,5 |
| $P_{\text{по}}$ | 0,21 | 0,54 | 0,74 | 0,87 | 0,95 | 0,996 |

2) $g_{\text{пор}}=5$

| | | | | | | | |
|-----------------|-------------------|-------------------|------|------|------|------|-------|
| g | 2 | 3 | 4 | 5 | 5,5 | 7 | 8 |
| $P_{\text{по}}$ | $2 \cdot 10^{-3}$ | $3 \cdot 10^{-2}$ | 0,18 | 0,54 | 0,72 | 0,95 | 0,997 |

Пример: $P_{\text{по}} = 0,95$; $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$; некогерентный обнаружитель.

Имеем: $g_{\text{пор}} = 3$; $g = 4,5$.

2.7. Лабораторные работы № 4—7

«Моделирование обнаружителей и демодуляторов сигналов»

2.7.1. Содержание контрольной работы приводится ниже.

Лабораторная работа № 4 посвящена моделированию когерентного обнаружителя (КО); лабораторная работа № 5 посвящена моделированию некогерентного обнаружителя (НО); лабораторная работа № 6 посвящена моделированию энергетического обнаружителя (ЭО); лабораторная работа № 7 посвящена моделированию автокорреляционного обнаружителя (АО).

2.7.2. Целью работы является: 1) ознакомление с системой схемотехнического моделирования «Micro-Cap (5—8)»; 2) изучение методов анализа и моделирования формирования сигналов и помех и их прохождение через функциональные узлы заданного обнаружителя; 3) изучение методов анализа и моделирования помехоустойчивости заданного обнаружителя.

2.7.3. В ходе выполнения работ необходимо в соответствии с заданным номером варианта:

1. Произвести формирование эквивалентной структуры заданного обнаружителя в соответствии с рис. 2.10—2.13 на основе рекомендаций по использованию «Micro-Cap (5—8)» и приведённых в «руководстве пользователя» макросов. На рис. 2.10—2.13 приняты следующие обозначения: Г, ГП — генератор сигнала и помехи; Сум — сумматор; ПФ — полосовой фильтр; ФНЧ — фильтр нижних частот; $У_1$, $У_2$ — усилители; П — перемножитель; ГКС — генератор копии сигнала; ПУ — пороговое устройство; РУ — решающее устройство; Фв — фазовращатель на $\pi/2$; Кв — квадратор; ИК — извлечение корня квадратного; ЛЗ — линия задержки; КД — квадратичный детектор.

2. На основе использования макросов, приведённых в «руководстве пользователя», составить полную функциональную схему заданного обнаружителя и произвести установку параметров всех функциональных узлов (ФУ).

3. В режиме частотного анализа промоделировать амплитудные характеристики (АЧХ) полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (Ф) и зафиксировать их на графиках.

4. В режиме спектрального анализа промоделировать процессы на выходах генератора сигналов (ГС), генератора шума (ГШ) и на выходе ПФ, и зафиксировать эпюры на графиках.

5. В режиме временного анализа промоделировать прохождение сигнала и шума через ФУ и зафиксировать эпюры в ①, ②, ③, ④, ⑤, ⑥ точках эквивалентной схемы.

6. Подать на вход обнаружителя помеху от ГШ с заданной спектральной плотностью N_n (Вт/Гц) и в режиме временного анализа установить коэффициент передачи обнаружителя в масштабных усилителях $У_1$ и $У_2$, необходимый для того, чтобы уровень шума на выходе обнаружителя соответствовал заданному $U_{пор}$, например $U_{пор} = 1$ В.

7. В режиме временного анализа при подаче на вход обнаружителя шума от ГШ снять и зафиксировать в таблице зависимость $P_{лт} = f(U_{пор})$ при $N_n = const$ и дать рекомендации по выбору $U_{пор}$ для достижения $P_{лт} = 10^{-2}$, где $P_{лт}$ — вероятность ложной тревоги.

8. В режиме временного и спектрального анализа в точках ④, ⑥ эквивалентной схемы обнаружителя снять и зафиксировать в таблице зависимость $g = f(g_{вх})$ (в разгах и дБ), где $g_{вх}$, g — входное и выходное отношение сигнал/шум по напряжению.

9. В режиме временного анализа произвести снятие функции зависимости $P_{по} = f(g, U_{пор})$ и определение реальной чувствительности обнаружителя при заданных $P_{лт}$ и $P_{по}$, где $P_{по}$ — вероятность правильного обнаружения.

2.8. Методические указания к выполнению лабораторных работ

2.8.1. Формирование функциональной схемы обнаружителя следует осуществлять на основе эквивалентных структур, приведённых на рис. 2.10—2.13, и рекомендаций, приведённых в [4] и в «Руководстве пользователя» [19].

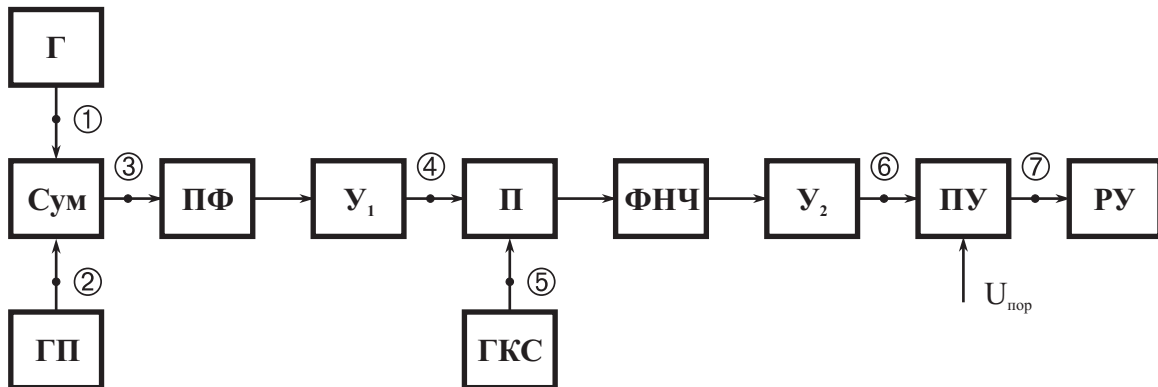


Рис. 2.10

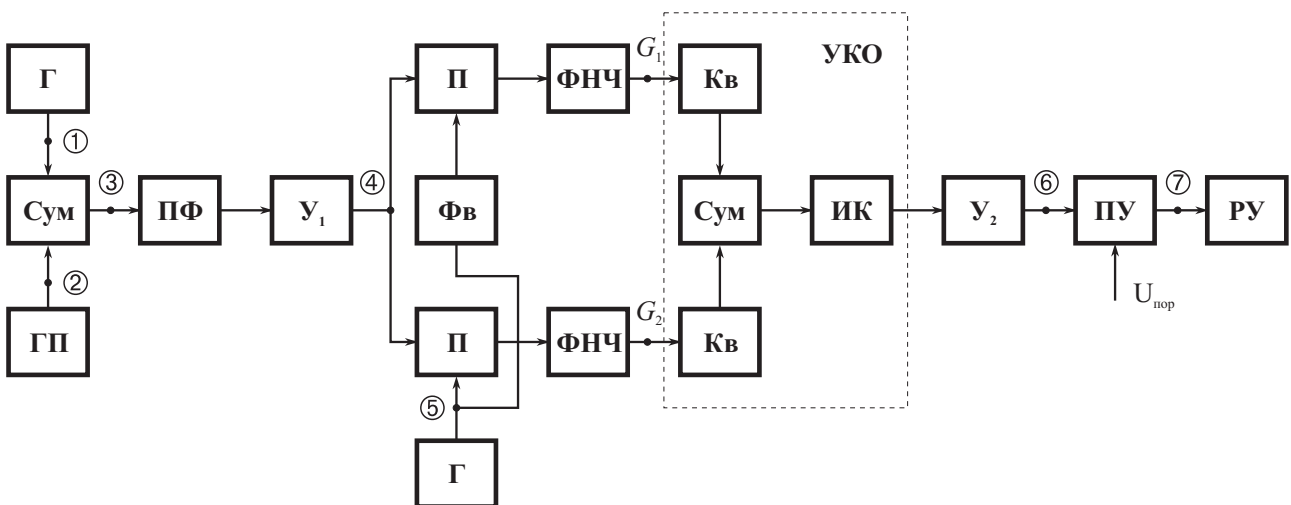


Рис. 2.11

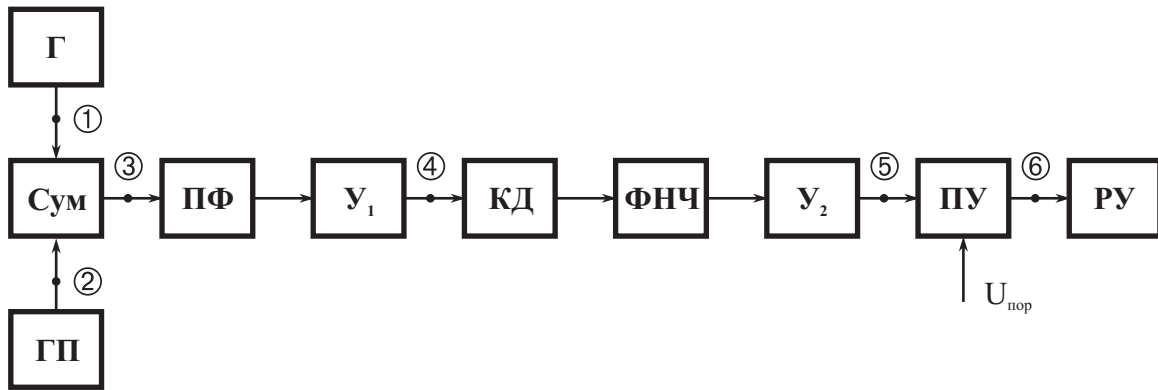


Рис. 2.12

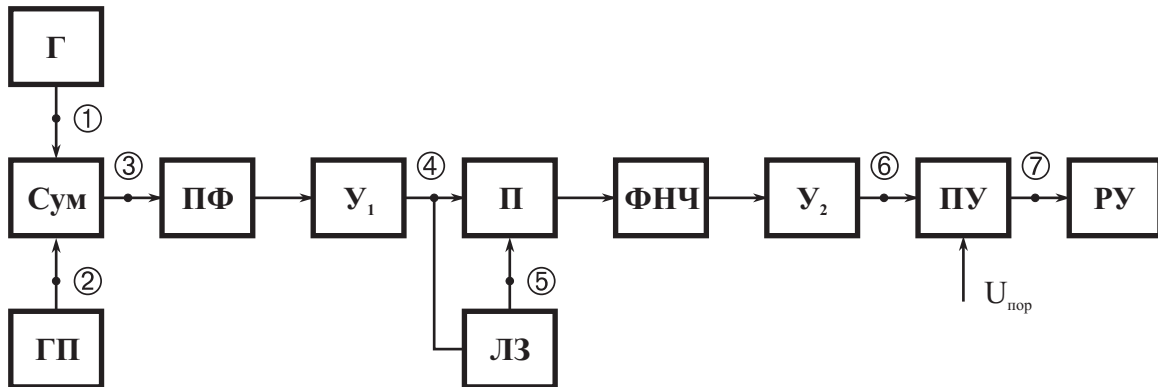


Рис. 2.13

2.8.2. При моделировании АЧХ ПФ и Ф на основе метода частотного анализа использовать структуры, приведённые на рис. 2.14.

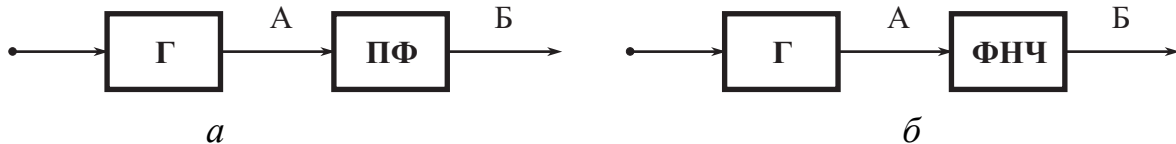


Рис. 2.14

При моделировании АЧХ ПФ диапазоны используемых частот Δf_1 и его границы необходимо установить из условий:

$$\Delta f_1 = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}; \quad f_{\text{в1}} = f_0 + 1,5\Delta f_{\text{ф}}; \quad f_{\text{н1}} = f_0 - 1,5\Delta f_{\text{ф}}; \quad \Delta f_{\text{ф}} = \Delta f_{\text{п}},$$

где $f_{\text{н1}}$, $f_{\text{в1}}$ — нижняя и верхняя границы исследуемого диапазона частот; f_0 , $\Delta f_{\text{ф}}$ — средняя частота и полоса пропускания ПФ.

При моделировании АЧХ ФНЧ верхнюю границу исследуемого диапазона $f_{\text{в}}$ — необходимо установить из условия $f_{\text{в}} = 3f_{\text{гр}}; f_{\text{гр}} = 1/T; T = T_{\text{с}}$,

где $f_{\text{гр}}$ — верхняя граничная частота ФНЧ; T — постоянная времени ФНЧ.

Результаты моделирования АЧХ фиксируются на графиках.

2.8.3. С целью проверки степени согласования параметров сигнала и шума с параметрами ПФ провести моделирование процессов в точках ①, ②, ③, ④ в режиме спектрального анализа.

При проведении моделирования в режиме спектрального анализа необходимо установить в ГП спектральную плотность N_n ($B^2/Гц$) и тактовую частоту формирования случайного процесса из условия $f_T = f_0 + 3\Delta f_\Phi$, (параметры $N_n, f_0, \Delta f_\Phi$ соответствуют заданному варианту исходных данных).

Далее в генератор сигналов (Г) для случаев простого импульсного (ПИС), ЛЧМ и ФКМ сигналов выставляется амплитуда U_m , которая выбирается из соотношений $g_{вх}^2 = U_m^2 / 2\sigma_n^2$; $\sigma_n^2 = N_n \Delta f_\Phi$; $g_{вх}^2 = 10$; $U_m = \sqrt{2} \sigma_n g_{вх}$, где $g_{вх}^2$ — входное отношение сигнал/шум по мощности в точке ④; σ_n^2 — дисперсия шума на выходе ПФ. Результаты моделирования фиксируются на эпюрах.

Параметры ПФ можно считать согласованными с параметрами сигнала в случае отсутствия искажений спектральных характеристик.

2.8.4. Для оценки линейных (переходных) искажений, вносимых обнаружителем, проводится моделирование прохождения сигнала через функциональные узлы в режиме временного анализа со снятием эпюр в точках ①, ④, ⑥. Время моделирования выбирается из условия $t_0 + \Delta t \leq t \leq t_0 + \Delta t + 5T_c$, $t_0 = 0$; $\Delta t \geq T_c$.

2.8.5. Одной из основных задач моделирования является снятие зависимости $P_{лт} = f(g_{пор})$, где $g_{пор} = U_{пор} / \sigma_{пв}$, $g_{пор}$ — нормированный порог, $U_{пор}$ — пороговое напряжение, $\sigma_{пв}$ — среднеквадратическое значение выходного эффекта в точке ⑥ $U_n(T)$ при воздействии на вход обнаружителя (точка ③) одной помехи $n(t)$.

Для обеспечения снятия зависимости $P_{лт} = f(g_{пор})$ на вход обнаружителя (точка ③) подаётся помеха $n(t)$ с фиксированной спектральной плотностью $N_n = const$, далее осуществляется изменение коэффициентов усилителей Y_1 и Y_2 с целью установки в точке ⑥ фиксированного значения $U_n(T) = \sigma_{пв} = const$. В качестве переменного параметра при этом используется пороговое напряжение $U_{пор}$.

Моделирование производится в режиме временного анализа путём фиксации на определённом интервале времени T_m количества превышений (ложных

срабатываний) $n_{\text{лс}}$ выбранного порогового напряжения $U_{\text{пор}}$, которое меняется от сеанса к сеансу до тех пор, пока вероятность ложных тревог не будет соответствовать заданной величине $P_{\text{лтз}}$.

Вероятность ложных тревог $P_{\text{лт}}$ в процессе моделирования может быть рассчитана следующим образом: $P_{\text{лт}} = n_{\text{лс}}/N$; $N = T_{\text{м}}/T$; $T = K_{\text{ф}}/\Delta f_{\text{н}}$; $g_{\text{пор}} \rightarrow \text{var}$.

При выполнении данного пункта в качестве фиксированных исходных условий для всех вариантов заданий при проведении лабораторных работ принято:

$$N_{\text{н}} = 10^{-18} \text{ В}^2/\text{Гц}; \quad \sigma_{\text{нв}} = 1 \text{ В}; \quad K_{\text{ф}} = 10^2; \quad T_{\text{м}} = 1 \text{ с}; \quad P_{\text{лтз}} = 10^{-2}.$$

Количество ложных срабатываний $n_{\text{лс}}$ можно подсчитать двумя способами:

- 1) путём графического анализа эпюры выходного эффекта в точке ⑥ $U_{\text{н}}(t, T)$ при выбранном значении $U_{\text{пор}}$.
- 2) путём фиксации на выходе ПУ (точка ⑦) при выбранном значении $U_{\text{пор}}$.

По совокупности сеансов моделирования при разных $U_{\text{пор}}$ строится графическая зависимость $P_{\text{лт}} = f(U_{\text{пор}})$, на основе которой определяется оценка $g_{\text{пор}}$ для $P_{\text{лтз}} = 10^{-2}$.

2.8.6. Для снятия зависимости $g = f(g_{\text{вх}})$ на вход обнаружителя (точка ③) подаётся смесь сигнала и шума $y(t) = S(t) + n(t)$, в которой от одного сеанса моделирования к другому меняется величина $g_{\text{вх}}$ в точке ④ путём изменения уровня сигнала $U_{\text{мс}}$ при фиксированной спектральной плотности помехи $N_{\text{н}}$.

Моделирование осуществляется в режиме временного анализа. Выходной эффект $U_{\text{y}}(T)$ фиксируется в точке ⑥.

Установление входного отношения сигнал/помеха по мощности $g_{\text{вх}}^2$ в точке ④ осуществляется путём изменения уровня сигнала в Γ , с учётом постоянства дисперсии помехи $\sigma_{\text{н}}^2 = N_{\text{н}}\Delta f_{\text{ф}}$.

Для оценки выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g используется статистическая обработка массива отсчётов $U_{\text{y}}(T)$ в точке ⑥:

$$g = \frac{M_1[U_{\text{y}}(T)] - M_1[U_{\text{н}}(T)]}{\sqrt{D[U_{\text{y}}(T)]}} = \frac{M_1[U_{\text{с}}(T)]}{\sqrt{D[U_{\text{y}}(T)]}}, \quad D[U_{\text{y}}(T)] = M_2[U_{\text{y}}(T)] - M_1^2[U_{\text{y}}(T)],$$

где $M_1[U_{\text{с}}(T)]$, $M_1[U_{\text{н}}(T)]$ — математические ожидания (первый центральный момент) выходного эффекта $U_{\text{с}}(T)$ и $U_{\text{н}}(T)$, обусловленного воздействием на вход обнаружителя сигнала $S(t)$ или помехи $n(t)$; $M_1[U_{\text{y}}(T)]$, $M_2[U_{\text{y}}(T)]$ — первый и второй центральный моменты выходного эффекта $U_{\text{y}}(T)$, обусловленного воз-

действием смеси $y(t) = S(t) + n(t)$; $D[U_y(T)]$ — дисперсия выходного эффекта $U_y(T)$. Оценка статистических характеристик выходного эффекта $U_y(T)$ рассчитывается на основе использования следующих соотношений:

$$\hat{M}_1[U_s(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{si}}{m}; \quad \hat{M}_1[U_n(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{ni}}{m};$$

$$\hat{M}_1[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}}{m} = \hat{M}_1[U_s(T)] + \hat{M}_1[U_n(T)];$$

$$\hat{D}[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1} - \hat{M}_1^2[U_y(T)], \quad m \geq 30,$$

где $U_{si}(T)$, $U_{ni}(T)$, $U_{yi}(T)$ — отсчёты $U_s(T)$, $U_n(T)$, $U_y(T)$ в i -м сеансе моделирования; m — количество сеансов моделирования в массиве.

В ходе выполнения лабораторных работ моделирование и расчёты выполняются в каждом сеансе в виде следующих этапов:

1) оценка $\hat{M}_1[U_s(T)]$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④) сигнала с фиксированной амплитудой U_{mc} для конкретного значения $g_{вх}$.

2) оценка $\hat{M}_1[U_n(T)]$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④) помехи с фиксированной спектральной плотностью N_n .

3) оценка $\hat{M}_1[U_y(T)]$ вычисляется: $\hat{M}_1[U_y(T)] = \hat{M}_1[U_s(T)] + \hat{M}_1[U_n(T)]$;

4) $\hat{M}_2[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1}$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④) смеси $y(t) = S(t) + n(t)$;

5) оценка $\hat{D}[U_y(T)]$ вычисляется $\hat{D}[U_y(T)] = \hat{M}_2[U_y(T)] - \hat{M}_1^2[U_y(T)]$.

По полученным результатам рассчитываются g при различных $g_{вх}$ и затем строится графическая зависимость при представлении $g_{вх}$ и g (в разгах дБ).

2.8.7. При снятии зависимости $P_{по} = f(g_{вх}, U_{пор})$ используется периодическая последовательность импульсных сигналов с параметрами τ_n , $T_{пов}$, T_n , где τ_n — длительность импульса, $T_{пов}$ — период повторения, T_n — длительность пачки.

При этом осуществляется моделирование обнаружителя в целом в режиме временного анализа.

На вход обнаружителя подаётся пачка импульсов, где n_n — количество импульсов в пачке, с определённым входным отношением сигнал/шум $g_{вх}$, а на выходе РУ производится подсчёт количества обнаруженных импульсов n_o . Вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ при этом равна

$$P_{по} = n_o/n_n.$$

При проведении моделирования целесообразно параметры импульсной последовательности выбирать из условий: $T_{пов} \geq 2\tau_{и}$; $T \geq 100 T_{пов}$; $n_o \geq 100$.

По совокупности сеансов моделирования при разных $\hat{g}_{вх}$ строится зависимость $P_{по} = f(g_{вх}, P_{лт з})$, на основе которой по заданной $P_{по}$ определяется вначале величина \hat{g} , а затем по зависимости $g = f(g_{вх})$ определяется величина g и, наконец, реальная чувствительность обнаружителя

$$P_{ч} = \sigma_n^2 \hat{g}_{вх}^2 (B^2).$$

ЧАСТЬ 3. АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ

3.1. Помехоустойчивость системы передачи дискретных сообщений

3.1.1. При передаче сигналов по каналу с помехами полностью безошибочное восстановление переданного символа сообщения невозможно, так как в силу случайной природы помех соответствие между переданным сигналом и принятым неоднозначно. Когда передаются дискретные сообщения, составленные из m символов алфавита $A = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_m)$, то каждому символу a_i соответствует сигнал $S_i(t)$, вероятность появления которого равна $P(S_i)$, а длительность равна T . В тактовом интервале $0 \leq t \leq T$ на вход СРС поступает колебание $y_2(t) = S_i(t) + n(t)$, которое при наличии помех $n(t)$ в канале не совпадает в точности ни с одним из сигналов $S_i(t)$. Задачей демодулятора (Дем) является вынесение решения о переданных символах, поэтому иногда Дем называют *решающим устройством*.

Не нарушая общности рассуждений, ограничимся случаем передачи двоичных сообщений $m = 2$ (например, $a_1 \rightarrow \langle 1 \rangle$, $a_2 \rightarrow \langle 0 \rangle$). Если далее в процессе модуляции символу a_1 приводится в соответствие сигнал $S_1(t)$, а символу a_2 — сигнал $S_2(t)$, то при действии в канале аддитивного гауссова шума $n(t)$ на входе Дем получим реализацию $y_2(t) = S_i(t) + n(t)$.

Сущность демодуляции состоит в том, чтобы по принятой реализации $x(t)$ определить, какой из сигналов $S_1(t)$, $S_2(t)$ содержится в $y_2(t)$. По существу речь идёт о проверке *статистических гипотез* H_1 (принят S_1) и H_2 (принят S_2): 1) выбрана гипотеза H_1 и верна гипотеза H_1 ; 2) выбрана гипотеза H_2 , а верна гипотеза H_1 ; 3) выбрана гипотеза H_2 и верна гипотеза H_2 ; 4) выбрана гипотеза H_1 , а верна гипотеза H_2 .

Первый и третий исходы соответствуют правильным решениям, а второй и четвёртый ошибочным. Пусть известны априорные вероятности $P(S_1)$ и $P(S_2)$; обозначим условные вероятности перечисленных исходов: $P(S_1/S_1)$, $P(S_2/S_1)$, $P(S_2/S_2)$ и $P(S_1/S_2)$. Примем, что *стоимости потерь* при ошибочных исходах следующие: $L_{21} > 0$ и $L_{12} > 0$, тогда, как при правильных решениях имеем выигрыш (или отрицательные потери) $L_{11} \leq 0$ и $L_{22} \leq 0$. Для *среднего риска* r при условии $L_{11} = L_{22} = 0$ получим

$$r = L_{21} P(S_2/S_1) + L_{12} P(S_1/S_2). \quad (3.1)$$

Наиболее простым и естественным является критерий идеального наблюдателя. Обозначим через $P(S_i/y)$ условную вероятность того, что при действии на входе колебания $y_2(t)$, представляющего собой смесь неизвестного нам сигнала и шума, был передан полезный сигнал $S_i(t)$. Эта вероятность называется апостериорной (послеопытной) или обратной. Критерий Котельникова требует, чтобы всякий раз при приёме колебания $y_2(t)$ выносилось решение, что передавался сигнал $S_i(t)$, для которого апостериорная вероятность $P(S_i/y)$ имеет максимальное значение. Кратко можно сказать, что это есть критерий *максимума апостериорной вероятности* (МАН). Функциональная схема обработки сигналов в соответствии с критерием МАН (рис. 3.1) содержит устройства вычисления $P(S_1/y) = S'_1$ и $P(S_2/y) = S'_2$, а также устройство сравнения y_1 и y_2 . Иначе говоря, для двоичной системы сигналов правило решения сводится к проверке неравенства

$$P(S_1/y) > P(S_2/y). \quad (3.2)$$

При выполнении неравенства (3.2) регистрируется символ «1» (верна гипотеза H_1), в противном случае — «0» (гипотеза H_1 ошибочна).

Вычисление $P(S_i/y)$ выполняется на основе известной из теории вероятностей формулы Байеса

$$P(S_i/y) = \frac{P(S_i)P(y/S_i)}{P(y)}, \quad (3.3)$$

где $P(y)$ — вероятность приёма реализации $y_2(t)$; $P(y/S_i)$ — вероятность приёма $y_2(t)$ при условии, что передан полезный сигнал $S_i(t)$; $P(S_i)$ — априорная вероятность передачи символа a_i .

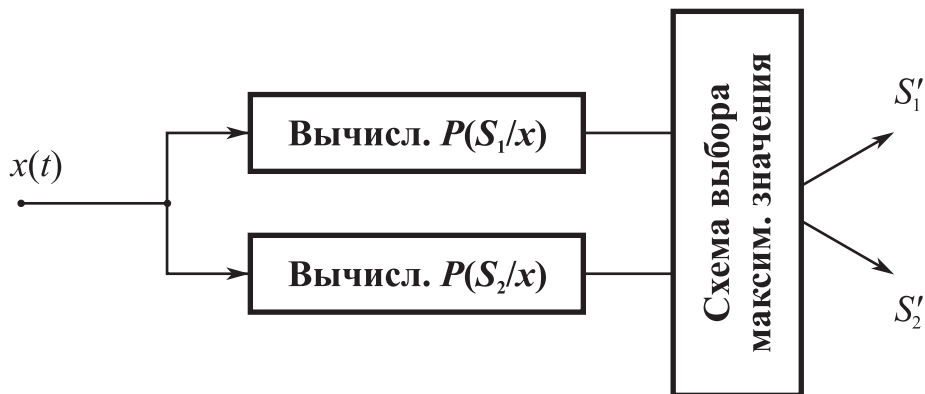


Рис. 3.1

Так как приёмник должен производить сравнение $P(S_i/y)$ при данном $y_2(t)$ и различных $S_i(t)$, то постоянный при этом сравнении множитель $1/P(y)$ в правой части уравнения (3.3) значения не имеет и вместо значений $P(S_i/y)$ можно сравнивать величины произведения $P(S_i)P(y/S_i)$, т. е.

$$P(S_1)P(y/S_1) > P(S_2)P(y/S_2). \quad (3.4)$$

Правило (3.4) можно переписать иначе:

$$\frac{P(y/S_1)}{P(y/S_2)} > \frac{P(S_2)}{P(S_1)}. \quad (3.5)$$

Отношение в левой части (3.5) называется *отношением правдоподобия*, его обозначают Λ_{12} . В случае, если $P(S_1) = P(S_2)$, правило (3.5) упрощается:

$$\Lambda_{12} = \frac{P(y/S_1)}{P(y/S_2)} > 1.$$

Поскольку в принятой реализации может содержаться только $S_1(t)$ или $S_2(t)$, то $P(S_1/y) + P(S_2/y) = 1$.

Если $P(S_1/y) > P(S_2/y)$, то за переданный принимается сигнал $S_1(t)$, тогда вероятность ошибки $P_{\text{ош}} = P(S_2/y) = 1 - P(S_1/y)$, т. е. вероятность ошибки минимальна, если максимальна апостериорная вероятность $P(S_i/y)$. Это означает, что критерий МАВ эквивалентен критерию минимума средней вероятности ошибки:

$$P_{\text{ош}} = P(S_1)P(S_2/S_1) + P(S_2)P(S_1/S_2) = \min.$$

Критерий минимума средней вероятности ошибки часто называют *критерием идеального наблюдателя*.

Рассмотренные критерии оценки помехоустойчивости по максимуму апостериорной вероятности и минимуму средней вероятности ошибки используются при передаче дискретных сообщений в системах связи, когда любые ошибочные переходы одинаково нежелательны.

3.2.1. Задача демодуляции сигналов бинарных систем связи является частным случаем задачи различения двух сигналов. Так как для задач различения чаще более обоснованным является применение *критерия идеального наблюдателя*, то все рассуждения будем вести, базируясь именно на этом критерии.

Пусть принятое колебание (наблюдаемый процесс) представляет собой сумму

$$y_2(t) = \theta S_1(t) + (1 - \theta)S_2(t) + n(t), 0 \leq t \leq T.$$

Неизвестный параметр θ может принимать одно из двух значений: $\theta = 1$ (присутствует только сигнал $S_1(t)$) и $\theta = 0$ [присутствует сигнал $S_2(t)$]. Априорные вероятности присутствия каждого из сигналов предполагаются известными. По принятой реализации $y_2(t)$ нужно решить, какое именно значение имеет параметр θ , т. е. какой из сигналов $S_1(t)$ или $S_2(t)$ присутствует в реализации. Иначе говоря, ставится задача проверки двух гипотез: H_2 — в реализации $y_2(t)$ при $0 \leq t \leq T$ присутствует $S_2(t)$, т. е. $\theta = 0$, и H_1 — в реализации присутствует $S_1(t)$, т. е. $\theta = 1$. Априорные вероятности каждой из гипотез считаются известными.

Для апостериорных вероятностей гипотез нетрудно получить следующие выражения:

$$P(S_1/y) = kP(S_1) \exp \left\{ -\frac{E_1}{N} + \frac{2}{N} \int_0^T y(t)S_1(t)dt \right\};$$

$$P(S_2/y) = kP(S_2) \exp \left\{ -\frac{E_2}{N} + \frac{2}{N} \int_0^T y(t)S_2(t)dt \right\};$$

$$E_1 = \int_0^T S_1^2(t)dt; E_2 = \int_0^T S_2^2(t)dt; S_n(\omega) = N/2,$$

где E_1, E_2 — энергии сигналов S_1 и S_2 ; $S_n(\omega)$ — спектральная плотность помехи $n(t)$; $N/2$ — односторонняя спектральная плотность белого шума.

В соответствии с критерием идеального наблюдателя считается, что верна гипотеза H_1 , если выполняется неравенство:

$$\frac{P(S_1/y)}{P(S_2/y)} = \frac{P(S_1)}{P(S_2)} \exp \left\{ -\frac{E_1 - E_2}{N} + \frac{2}{N} \int_0^T y(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt \right\} > 1. \quad (3.6)$$

Из соотношения (3.6) получим

$$g = \frac{2}{N} \int_0^T y(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt > \ln \frac{P(S_2)}{P(S_1)} + \frac{E_1 - E_2}{N} = h. \quad (3.7)$$

Назовём систему передачи двоичных сигналов *симметричной*, если для неё выполняются равенства:

$$P(S_1) = P(S_2) = 1/2; E_1 = E_2 = E; P(S_1/S_2) = P(S_2/S_1), \quad (3.8)$$

где условные вероятности $P(S_1/S_2)$, $P(S_2/S_1)$ определяются по формуле (3.1). Для симметричной системы формула (3.7) упрощается:

$$g = \frac{2}{N} \int_0^T y(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt > h = 0. \quad (3.9)$$

Таким образом, для симметричной системы на основании критерия идеального наблюдателя получаем правило (3.9) различения двух детерминированных сигналов, в соответствии с которым принимается решение о наличии сигнала $S_1(t)$, если $g > 0$; а при $g < 0$ принимается решение о наличии сигнала $S_2(t)$.

Алгоритм функционирования оптимального приёмника для различения двух детерминированных сигналов может быть реализован с использованием согласованных фильтров или корреляторов. При реализации первого алгоритма структура приёмника состоит из двух линейных фильтров, согласованных с сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$, вычитающего устройства и порогового устройства (например, типа электронного реле). При реализации второго алгоритма принятое колебание $y_2(t)$ в двух корреляторах перемножается с известными сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$ и разностное напряжение с выхода интеграторов подаётся на пороговое устройство.

Предположим, что выполняются равенства условия (3.8). Вычислим вероятность общей ошибки. Пусть присутствует сигнал $S_2(t)$, т. е. $y_2(t) = S_1(t) + n(t)$. Тогда случайная величина

$$g = g_1 = \frac{2}{N} \int_0^T [S_1(t) + n(t)][S_1(t) - S_2(t)]dt \quad (3.10)$$

будет иметь нормальную плотность вероятности $p_1(g)$ со следующими характеристиками:

$$m_1 = M\{g_1\} = \frac{2E}{N}[1 - r_s]; \quad D_1 = M\{g_1^2\} - m_1^2 = \frac{4E}{N}[1 - r_s],$$

где r_s — коэффициентом взаимной корреляции между сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$; m_1 , D_1 — математическое ожидание и дисперсия g_1 .

Если присутствует сигнал $S_2(t)$, т. е. $y_2(t) = S_2(t) + n(t)$, то случайная величина

$$g = g_2 = \frac{2}{N} \int_0^T [S_2(t) + n(t)][S_1(t) - S_2(t)]dt \quad (3.11)$$

имеет нормальную плотность вероятности $p_2(g)$ с характеристиками:

$$m_2 = M\{g_2\} = -\frac{2E}{N}[1 - r_s]; D_2 = M\{g_2^2\} - m_2^2 = \frac{4E}{N}[1 - r_s],$$

где m_2, D_2 — математическое ожидание и дисперсия g_2 .

Обозначим через $P(S_1/S_2)$ условную вероятность принятия решения о наличии сигнала S_1 , когда в действительности присутствует сигнал S_2 , и через $P(S_2/S_1)$ условную вероятность принятия решения о наличии сигнала S_2 , когда в действительности присутствует сигнал S_1 . Очевидно, что вероятность общей ошибки равна

$$P_{\text{ош}} = P(S_2)P(S_1/S_2) + P(S_1)P(S_2/S_1), \quad (3.12)$$

где

$$P(S_1/S_2) = \int_h^{\infty} P_2(g)dg; P(S_2/S_1) = \int_{-\infty}^h P_1(g)dg.$$

Подставив в (3.12) значения априорных вероятностей из (3.8), находим вероятность суммарной ошибки

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[\int_h^{\infty} P_2(g)dg + \int_{-\infty}^h P_1(g)dg \right]. \quad (3.13)$$

Согласно (3.8), в формуле (3.13) нужно положить $h = 0$. Такое значение h можно также получить из условия минимума общей ошибки, т. е. из уравнения $\frac{dP_{\text{ош}}}{dh} = 0$. Выполнив вычисления, получим

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E}{N}}(1 - r_s) \right); \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (3.14)$$

где $\Phi(x)$ — интеграл вероятности.

Следовательно, при известном отношении сигнал/шум $2E/N$ вычисление вероятности полной ошибки для детерминированных равновероятных сигналов с одинаковыми энергиями сводится к определению коэффициента взаимной корреляции между сигналами. Так как интеграл вероятности $\Phi(x)$ является монотонно возрастающей функцией аргумента, то при одинаковом отношении сигнал/шум наибольшей помехоустойчивостью (меньшей вероятностью ошиб-

ки $P_{\text{ош}}$) обладают сигналы, для которых коэффициент взаимной корреляции минимален.

Коэффициент взаимной корреляции r_s может изменяться от -1 при $S_1(t) = -S_2(t)$ до $+1$ при $S_1(t) = S_2(t)$. В том случае, когда $r_s = 0$, говорят, что сигналы ортогональны. Очевидно, что одинаковые сигналы ($r_s = 1$) невозможно различить, и поэтому $P_{\text{ош}} = -\Phi(0) = 0,5$. Наоборот, если сигналы одинаковы по форме и противоположны по знаку ($r_s = -1$), то их различить легче, чем любые другие два сигнала (например, ортогональные).

Кривые, характеризующие зависимость вероятности общей ошибки от отношения сигнал/шум при оптимальных методах приёма детерминированных сигналов, в радиосвязи принято называть кривыми потенциальной помехоустойчивости. Получим зависимости для таких кривых при приёме типовых манипулированных сигналов, применяемых в цифровой радиосвязи.

3.1.3. При амплитудной манипуляции (АМн)

$$S_1(t) = A_m \cos(\omega t + \varphi); S_2(t) = 0, 0 \leq t \leq T.$$

В данном случае на основе критерия идеального наблюдателя нужно решить задачу обнаружения сигнала $S_1(t)$ на фоне шума. Положив в выражениях (3.7) и (3.9) $S_2(t) = 0$, получим, что плотности вероятности $p_1(g)$ и $p_2(g)$ величин g_1 и g_2 являются нормальными со следующими средними значениями и дисперсиями:

$$m_1 = \frac{2E}{N}; D_1 = \frac{2E}{N}; m_2 = 0; D_2 = \frac{2E}{N}; E = \frac{A_m^2 T}{2}.$$

Пусть априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала одинаковы и равны $0,5$. Используя формулу (3.12), записываем выражение для вероятности суммарной ошибки

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{4\pi E/N}} \left[\int_h^{\infty} \exp\left(-\frac{g^2}{4E/N}\right) dg + \int_{-\infty}^h \exp\left(-\frac{(g - 2E/N)^2}{4E/N}\right) dg \right].$$

Значение оптимального порога h находим из условия $dP_{\text{ош}}/dh = 0$ или по формуле (3.7): $h = \frac{E}{N} = \frac{m_1 - m_2}{2}$. Порог определяется абсциссой точки пересечения плотностей вероятностей $p_1(g)$ и $p_2(g)$. При таком пороге вероятность ошибки минимальна и равна

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{2E}{N}}\right). \quad (3.14)$$

3.1.4. При частотной манипуляции (ЧМн) используются два гармонических сигнала одинаковой амплитуды и длительности, имеющие различные несущие частоты:

$$S_1(t) = A_m \cos(\omega_1 t + \varphi_1); S_2(t) = A_m \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \text{ при } 0 \leq t \leq T.$$

Согласно (3.10), в данном случае при $\varphi_1 = \varphi_2$ имеем

$$r_s = \sin(\omega_2 - \omega_1)T / [(\omega_2 - \omega_1)T].$$

Коэффициент взаимной корреляции минимален и равен $r_s \approx -0,21$ при $(\omega_2 - \omega_1)T = 1,5\pi$. Однако на практике обычно выполняется неравенство $(\omega_2 - \omega_1)T \gg 1$. Поэтому можно положить $r_s = 0$, и для вероятности ошибки из формулы (3.13) получим

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{N}}\right). \quad (3.15)$$

Отметим, что в зависимости от методов формирования различают два вида ЧМн-радиосигналов: с разрывом и без разрыва фазы. ЧМн-радиосигнал с разрывом фазы получается поочередным подключением одного из двух независимо работающих на разных частотах генераторов в соответствии с бинарной информационной последовательностью. В моменты переключения фазы колебаний генераторов, как правило, различны, т. е. имеет место несовпадение (разрыв) фаз в конце предыдущей и в начале последующей посылок (временных интервалов T).

При формировании сигналов без разрыва фазы используется один генератор, частота колебаний которого изменяется от интервала к интервалу в соответствии с символами информационной последовательности (например, изменением емкости в контуре генератора). При этом не происходит изменения фазы на границах тактовых интервалов T , т. е. фаза колебания в начале очередного тактового интервала совпадает с фазой колебания в конце предыдущего интервала. ЧМн-радиосигнал без разрыва фазы описывается выражением

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_m \cos[\omega_1(t - kT) + \Phi_k - \varphi] \\ S_2(t) &= A_m \cos[\omega_2(t - kT) + \Phi_k - \varphi] \end{aligned} \quad \text{при } kT \leq t \leq (k+1)T.$$

Здесь $\Phi_k = \sum_{i=1}^{k-1} \omega_i T$ — набег фазы за $(k - 1)$ предыдущих интервалов; ω_i —

значение частоты на i -м интервале ($\omega_i = \omega_1$ или ω_2).

При когерентном приёме каждого из элементарных сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ (посимвольный приём) вероятность полной ошибки для обоих видов ЧМн-радиосигналов одинакова и определяется формулой (3.15). Поскольку для ЧМн-радиосигналов без разрыва фазы значение информационного символа влияет на фазу сигнала в последующих интервалах, то эту зависимость можно использовать для повышения помехоустойчивости по сравнению с посимвольным приёмом. За счёт этого при $(\omega_2 - \omega_1)T = \pi$ можно получить вероятность ошибочного приёма ЧМн-радиосигналов с непрерывной фазой такую же, как и при приёме ФМн-радиосигналов, что будет показано в подразд. 3.1.5.

3.1.5. При фазовой манипуляции (ФМн) используются сигналы

$$S_1(t) = A_m \cos \omega t; S_2(t) = -A_m \cos \omega t \text{ при } 0 \leq t \leq T.$$

Для таких сигналов $r_s = -1$ и вероятность ошибки, согласно (3.13), равна

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N}}\right). \quad (3.16)$$

Сравнивая выражения для $P_{\text{ош}}$ в случаях АМн, ЧМн и ФМн, видим, что при одной и той же энергии элементарных сигналов (а не средней энергии) из трех рассмотренных видов манипуляции наибольшей потенциальной помехоустойчивостью обладает фазовая манипуляция и наименьшей — амплитудная. При приёме сигналов, как правило, их начальная фаза неизвестна, поэтому большой интерес представляет анализ задачи демодуляции сигналов со случайной фазой, которые имеют вид:

$$S_i(t) = f_i(t) \cos(\omega_i t + \psi_i(t) - \varphi_i), \quad i = 1, 2,$$

где ω_i — несущие частоты; $f_i(t)$ и $\psi_i(t)$ — функции, отображающие законы амплитудной и фазовой (частотной) модуляции; φ_i — начальные фазы, представляющие собой независимые случайные величины, распределённые равномерно на интервале $[-\pi, \pi]$. Предполагается, что ширина спектров сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ много меньше их несущих частот и, кроме того, $|\omega_1 - \omega_2| \ll \omega_i$.

Апостериорные вероятности наличия сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ со случайными начальными фазами получаются путём осреднения правых частей выражений для $P(S_1/y)$ и $P(S_2/y)$ по начальным фазам как сопутствующим (несущественным) параметрам, т. е. можно написать:

$$P(S_1/y) = kP(S_1) e^{-\frac{E_1}{N}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[\frac{2}{N} \int_0^T y(t) f_1(t) \cos(\omega_1 t + \psi_1(t) - \phi_1) dt \right] d\phi_1; \quad (3.17)$$

$$P(S_2/y) = kP(S_2) e^{-\frac{E_2}{N}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[\frac{2}{N} \int_0^T y(t) f_2(t) \cos(\omega_2 t + \psi_2(t) - \phi_2) dt \right] d\phi_2. \quad (3.18)$$

Если ввести обозначения

$$x_{ic} = \int_0^T y(t) \cos(\omega_i t + \psi_i(t) - \phi_i) dt;$$

$$x_{is} = \int_0^T y(t) \sin(\omega_i t + \psi_i(t) - \phi_i) dt; \quad x_i = \sqrt{x_{ic}^2 + x_{is}^2}, \quad (3.19)$$

то из (3.17) и (3.18) для апостериорных вероятностей получим следующие выражения:

$$P(S_1/y) = kP(S_1) e^{-\frac{E_1}{N}} J_0(2x_1/N);$$

$$P(S_2/y) = kP(S_2) e^{-\frac{E_2}{N}} J_0(2x_2/N),$$

где $J_0(x)$ — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

Согласно критерию идеального наблюдателя, решение о наличии сигнала $S_1(t)$ или сигнала $S_2(t)$ принимается в зависимости от выполнения неравенств:

$$\ln I_0(2x_1/N) - \ln I_0(2x_2/N) \underset{H_2}{\overset{H_1}{\geq}} \frac{E_1 - E_2}{N} + \ln \frac{P(S_2)}{P(S_1)} = h.$$

Положительная величина x_i , определённая по равенству (3.19), равна корню квадратному из суммы квадратов двух нормально распределённых случайных переменных x_{ic} и x_{is} . Физически величина x_i представляет собой значение огибающей суммы сигнала $S_1(t)$ и шума $n(t)$ в момент времени $t = T$ на выходе согласованного фильтра, имеющего импульсную характеристику

$$h_i(T) = \begin{cases} S_i(T-t) & \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ 0 & \text{при } t < 0, t > T. \end{cases}$$

Величину $\ln I_0(2x/N)$ можно получить в явном виде на выходе детектора огибающей с законом $\ln I_0(x)$.

Алгоритм функционирования оптимального устройства для различения двух радиосигналов с неизвестной начальной фазой может быть реализован на основе использования согласованной фильтрации или корреляторов. В первом случае принятое колебание $y_2(t) = S_i(t) + n(t)$ воздействует на два согласованных фильтра с импульсными характеристиками $h_i(T)$. На выходе каждого из фильтров стоят детекторы огибающей, напряжения детекторов вычитаются, и эта разность в момент времени $t = T$ воздействует на пороговое устройство с порогом h . Если напряжение превышает порог h , то принимается решение о наличии сигнала $S_1(t)$; если же порог не превышен, то констатируется наличие сигнала $S_2(t)$.

Корреляционная обработка при реализации оптимальных устройств меньше применяется из-за сложности реализации.

Ограничимся в дальнейшем рассмотрением симметричных каналов, для которых выполняются условия (3.7). Для таких каналов пороговый уровень $h = 0$ и решение о наличии сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ принимается в зависимости от выполнения неравенств

$$\ln I_0(2x_1/N) \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \ln I_0(2x_2/N).$$

Поскольку функция $J_0(x)$ является монотонной, поэтому закон детектирования не имеет существенного значения при различении двух сигналов. Важно лишь, чтобы выходное напряжение детектора было монотонной функцией огибающей x_i . Если, например, в оптимальных устройствах, применить линейные детекторы огибающей, то различение двух сигналов будет производиться на основании сравнения значений самих огибающих по правилу

$$x_1 \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} x_2.$$

Для симметричных каналов формула (3.12) принимает вид

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2}[P(S_1/S_2) + P(S_2/S_1)] = P(S_1/S_2),$$

так как условные вероятности равны друг другу.

Условная вероятность $P(S_1/S_2)$ есть вероятность исхода, заключающегося в том, что $x_1 > x_2$, в то время как реализация принятого колебания $y_2(t)$ содержит сигнал $S_2(t)$, т. е.

$$P(S_1/S_2) = P\{x_1 > x_2/S_2\}.$$

Весьма громоздкие вычисления приводят к следующему окончательному результату:

$$P_{\text{ош}} = Q\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{2E}{N}(1-\sqrt{1-\rho_s^2})}; \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2E}{N}(1-\sqrt{1-\rho_s^2})} - \frac{1}{2}e^{\frac{12E}{4N}}I_0\left(\frac{1}{4}\frac{2E}{N}\rho_s\right)\right), \quad (3.20)$$

$$Q(v, u) = \int_u^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + v^2}{2}\right) I_0(xv) dx; \quad \rho_s = \frac{1}{E}\sqrt{b_c^2 + b_s^2}; \quad 0 \leq \rho_s \leq 1;$$

$$b_c = \frac{1}{2} \int_0^T f_1(t) f_2(t) \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \psi_2(t) - \psi_1(t)] dt;$$

$$b_s = \frac{1}{2} \int_0^T f_1(t) f_2(t) \sin[(\omega_2 - \omega_1)t + \psi_2(t) - \psi_1(t)] dt,$$

где $Q(v, u)$ — табулированная функция (функция Маркума).

При амплитудной манипуляции, если начальная фаза φ случайна и равномерно распределена, вероятность ошибки равна [18]

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 + \exp\left(-\frac{1}{2}h^2\right) - Q\left(\frac{2E}{N}, h\right) \right], \quad (3.21)$$

где оптимальный порог h находится из уравнения

$$I_0\left(h\sqrt{\frac{2E}{N}}\right) = \exp\left(\frac{1}{2}\frac{2E}{N}\right).$$

При частотной манипуляции, считая в сигналах $S_1(t)$ и $S_2(t)$ фазы φ_1 и φ_2 случайными, получим

$$\rho_s = \left| \text{sinc}\left[\frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)T\right] \right| \approx 0 \quad \text{при} \quad \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)T \gg 1.$$

В данном случае формула (3.20) упрощается

$$P_{\text{ош}} = Q\left(0, \sqrt{\frac{1}{2}\frac{2E}{N}}\right) - \exp\left(-\frac{1}{4}\frac{2E}{N}\right).$$

Учитывая, что $Q(0, u) = \exp(-u^2/2)$, окончательно получим

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E}{N}\right). \quad (3.22)$$

Рассмотренные выше демодуляторы можно классифицировать как *когерентные* и *некогерентные* [22].

Как следует из приведённых выше соотношений, вероятность ошибочных решений при демодуляции простых (АМн, ЧМн, ФМн) сигналов на фоне белого шума зависит от уровня априорной неопределённости, вида сигнала и выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g . Наибольшая помехоустойчивость обеспечивается при согласованном приёме, когда

$$\Delta f_n = \Delta f_s, \quad \Delta f_n T = 1 \quad \text{и} \quad g = \sqrt{\frac{2E}{N}} = \frac{\sqrt{A_m^2 T}}{N},$$

где Δf_n — эквивалентная шумовая полоса пропускания линейного тракта приёмника; Δf_s — ширина спектра сигнала.

Однако при наличии в принимаемых сигналах доплеровских смещений и нестабильности гетеродинов в Пер и Пр приходится использовать несогласованный приём, когда $\Delta f_n T > 1$. При этом взаимосвязь между входным $g_{\text{вх}}$ и выходным g отношениями сигнал/помеха по напряжению описывается следующими соотношениями:

а) для когерентных демодуляторов

$$g_k = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T}; \quad g_{\text{вх}}^2 = \frac{A_m^2}{\sigma_n^2}; \quad \sigma_n^2 = N \Delta f_n,$$

где σ_n^2 — дисперсия шума на входе Дем;

б) для некогерентных демодуляторов

$$g_n = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2}}.$$

3.2. Демодуляторы АМн-, ФМн-, ЧМн-сигналов

3.2.1. В случае приёма детерминированных сигналов оптимальная обработка обеспечивается при использовании когерентных демодуляторов.

Алгоритм когерентного демодулятора (КГД) АМн-сигналов с пассивной паузой может быть описан следующими соотношениями [1, 22]:

$$U_y(T) \underset{H_{21}}{\overset{H_{11}}{\geq}} U_{\text{пор}}; y_1(t) = S_{21}(t) + n(t);$$

$$U_y(T) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{01}(t) S_A(t) dt; y_{01}(t) = \int_0^t h_\Phi(t-x) y(x) dx;$$

$$S_{21}(t) = U_m \Pi_A(t-t_i) \cos(\omega_c t); \Pi_A(t-t_i) \in [0, 1] \text{ при } (i-1)T_3 \leq t_i \leq iT_3; i \in [1, N];$$

$$N = \text{ent} \left[\frac{T_c}{T_3} \right]; S_A(t) = U_0 \cos \omega_c(t-t_\Phi); \omega_c = \omega_\Phi; h_\Phi(t) = 2\Delta f_\Phi \text{sinc}(\pi\Delta f_\Phi t) \cos(\omega_\Phi t),$$

где $U_y(T)$ — напряжение на выходе КГД; $U_{\text{пор}}$ — порог; T — постоянная интегрирования в КГД; H_{11} — гипотеза о приёме посылки сигнала (единицы манипулирующей последовательности $\Pi_A(t)$); H_{21} — гипотеза о приёме паузы в сигнале (нуля манипулирующей последовательности $\Pi_A(t)$); $S_{21}(t)$ — детерминированный АМн-сигнал с амплитудой U_m , частотой ω_c , длительностью посылки T_3 ; $y_{01}(t)$ — напряжение на выходе полосового фильтра (ПФ); $h_\Phi(t)$ — импульсная реакция идеального ПФ; T_c — длительность сеанса демодуляции; N — количество посылок за T_c ; ω_Φ — средняя частота ПФ; Δf_Φ — полоса пропускания ПФ; t_Φ — групповое время запаздывания, вносимое ПФ; $S_A(t)$ — опорное напряжение в КГД АМн-сигналов с амплитудой U_0 .

Структура КГД АМн-сигналов приведена на рис. 3.2, где П — перемножитель; ГОС — генератор опорного сигнала; Инт — интегратор; ПУ — пороговое устройство.

КГД ЧМн-сигналов не получили распространения из-за сложности в реализации и поэтому в данной работе не рассматриваются.

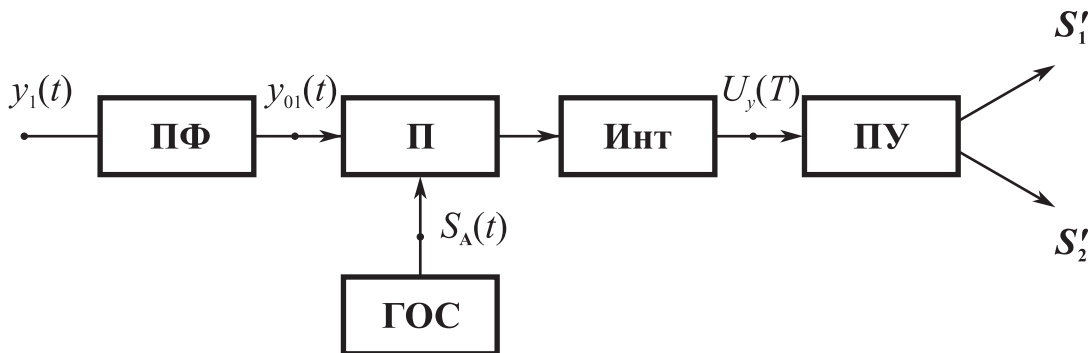


Рис. 3.2

Алгоритм КГД двухпозиционных ФМн-сигналов может быть описан следующими соотношениями [1, 22]:

$$U_y(T) \underset{H_{22}}{\overset{H_{11}}{\approx}} U_{\text{пор}}; y_2(t) = S_{22}(t) + n(t);$$

$$U_y(T) = U_1(T) - U_2(T); U_1(T) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{021}(t) S_\varphi(t) dt; U_2(T) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{022}(t) S_\varphi(t) dt;$$

$$y_{021}(t) = \int_0^t h_\varphi(t-x) y_2(x) dx; S_{22}(t) = U_m \Pi_\varphi(t-t_i) \cos(\omega_c t);$$

$$\Pi_\varphi(t-t_i) \in [-1, 1] \text{ при } (i-1)T_3 \leq t \leq iT_3; i \in [1, N];$$

$$N = \text{ent} \left[\frac{T_c}{T_3} \right]; S_\varphi(t) = S_A(t) = U_0 \cos \omega_c(t-t_\varphi);$$

$$\omega_c = \omega_\varphi; h_\varphi(t) = 2\Delta f_\varphi \text{sinc}(\pi\Delta f_\varphi t) \cos(\omega_\varphi t),$$

где H_{12} — гипотеза о приёме (+1) в манипулирующей последовательности $\Pi_\varphi(t)$; H_{22} — гипотеза о приёме (-1) в $\Pi_\varphi(t)$; $S_{22}(t)$ — детерминированный ФМН-сигнал; $y_{021}(t)$ — напряжение на выходе ПФ; $y_{022}(t)$ — напряжение, отличающееся от напряжения $y_{021}(t)$ фазовым сдвигом на 180° ; $S_\varphi(t)$ — опорное напряжение КГД ФМН-сигналов; $U_1(T)$, $U_2(T)$ — напряжения на выходе первого и второго каналов КГД, на входы которых поступают процессы $y_{021}(t)$ и $y_{022}(t)$ соответственно.

Структура КГД ФМН-сигналов приведена на рис. 3.3, где дополнительно к рис. 3.2 используются следующие обозначения: $\Phi_{в1}$ — фазовращатель на 180° ; ВУ — вычитающее устройство.

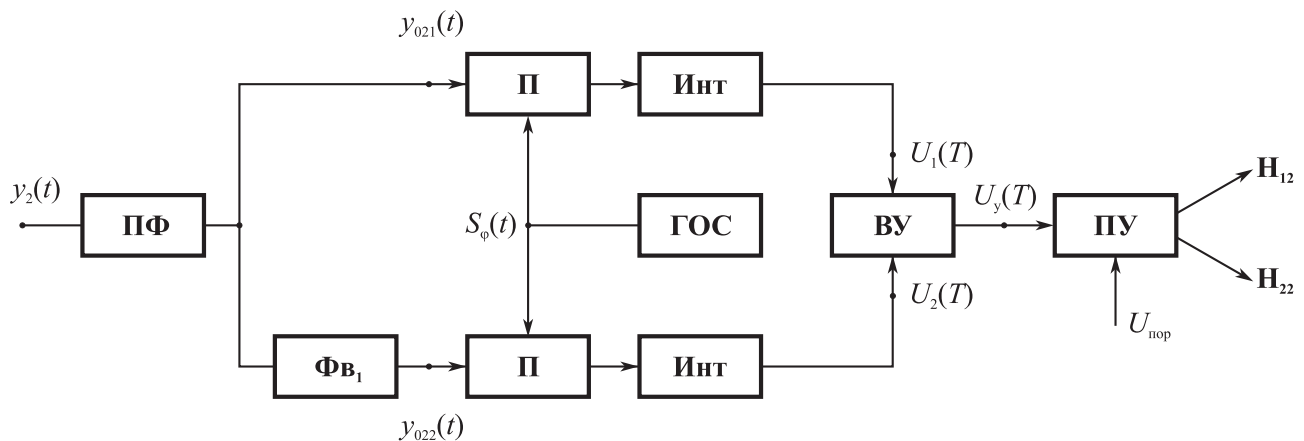


Рис. 3.3

При приёме квазидетерминированных сигналов, а именно сигналов со случайной фазой φ_c , оптимальная обработка обеспечивается при использовании некогерентных демодуляторов (НД).

Алгоритм некогерентного демодулятора АМн-сигналов может быть описан следующими соотношениями:

$$U_y(T) \underset{H_{21}}{\overset{H_{11}}{\gtrsim}} U_{\text{пор}}; y_1(t) = S_{21}(t) + n(t); U_y(T) = \sqrt{U_c^2(T) + U_s^2(T)};$$

$$U_c(T) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{01}(t) S_A(t) dt; U_s(T) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{01}(t) S_{A\perp}(t) dt; S_{A\perp}(t) = U_0 \sin \omega_c(t - t_\phi),$$

где $U_c(T)$, $U_s(T)$ — «косинусная» и «синусная» составляющие напряжений на выходе квадратных каналов НД; $S_{A\perp}(t)$ — ортогональная составляющая опорного напряжения в НД.

Структура НД АМн-сигналов приведена на рис. 3.4, где дополнительно к рис. 3.2 используются следующие обозначения: ФВ₂ — фазовращатель на 90°; Кв — квадратор; Сум — суммирующее устройство; ИК — устройство извлечения корня квадратного.

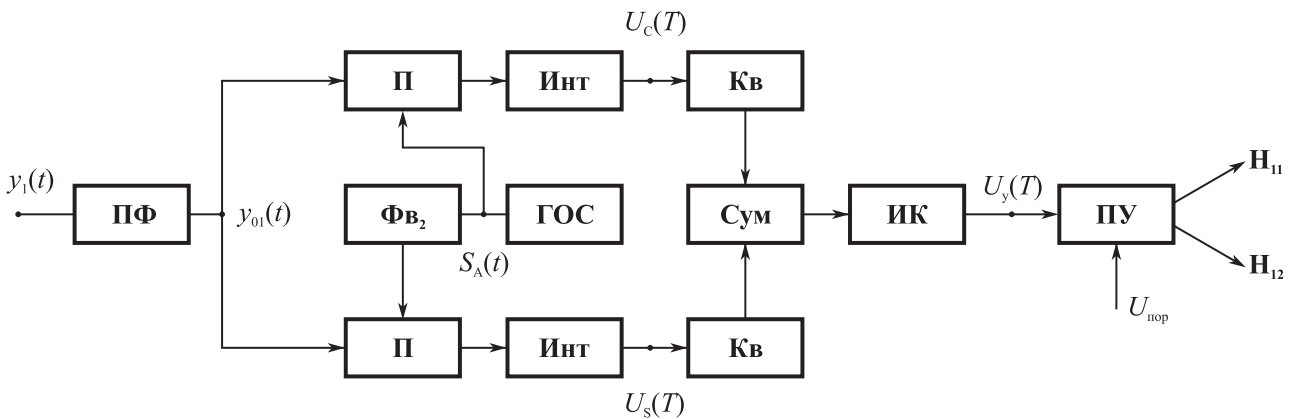


Рис. 3.4

Алгоритм НД двухпозиционных ЧМн-сигналов может быть описан следующими соотношениями:

$$U_y(T) \underset{H_{23}}{\overset{H_{13}}{\gtrsim}} U_{\text{пор}}; y_3(t) = S_{23}(t) + n(t);$$

$$U_y(T) = U_{f1}(T) - U_{f2}(T); U_{f1}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T |z_1(t)| dt; U_{f2}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T |z_2(t)| dt;$$

$$z_1(t) = \int_0^t h_1(t - t_1) y_{03}(t_1) dt_1; z_2(t) = \int_0^t h_2(t - t_1) y_{03}(t_1) dt_1;$$

$$h_1(t) = 2\Delta f \operatorname{sinc}(\pi\Delta f t) \cos(2\pi f_1 t); h_2(t) = 2\Delta f \operatorname{sinc}(\pi\Delta f t) \cos(2\pi f_2 t);$$

$$S_{23}(t) = U_m \cos [\omega_p t + \pi \Delta f \Pi_f(t - t_i) + \varphi_c]; \Delta f_p = f_2 - f_1; f_c = \frac{f_1 + f_2}{2};$$

$$\Pi_f(t - t_i) \in [-1, 1] \text{ при } (i - 1)T_3 \leq t_i \leq iT_3,$$

где $U_{f1}(T)$, $U_{f2}(T)$ — напряжения на выходах каналов НД, обеспечивающих обработку посылок АМн-сигнала с частотами f_1 (гипотеза H_{13}) и f_2 (гипотеза H_{23}); $h_1(t)$, $h_2(t)$ — импульсная реакция полосовых фильтров Φ_1 и Φ_2 со средними частотами f_1 и f_2 и полосой пропускания Δf ; $z_1(t)$, $z_2(t)$ — процессы на выходе фильтров Φ_1 и Φ_2 ; $S_{23}(t)$ — ЧМн-сигнал со случайной фазой; Δf_p — манипулирующая функция АМн-сигнала.

Структура НД ЧМн-сигналов приведена на рис. 3.5, где дополнительно к рис. 3.2 приняты обозначения: ЛД — линейный детектор; Φ_1 и Φ_2 — полосовые фильтры для выделения посылок сигнала на частотах f_1 и f_2 .

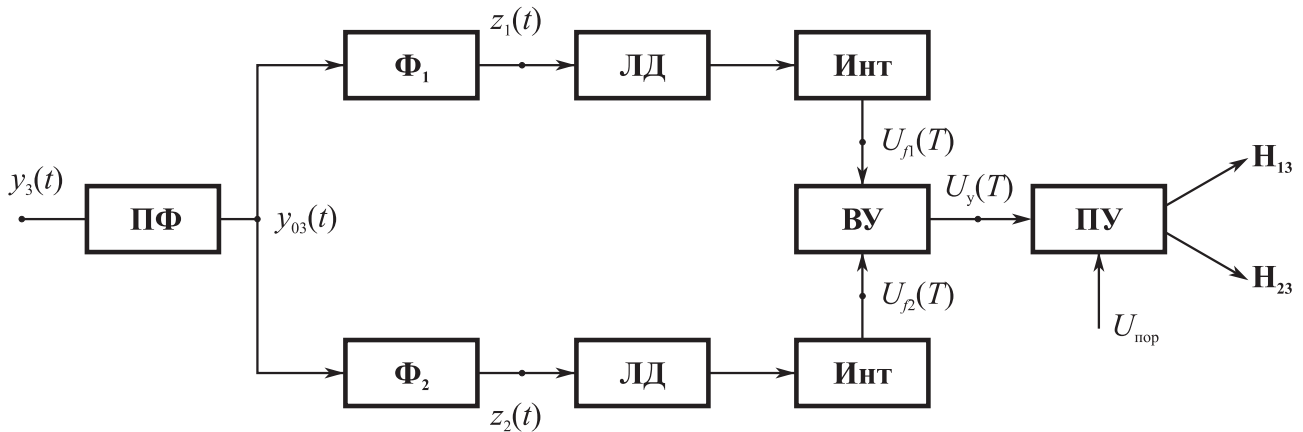


Рис. 3.5

Некогерентные демодуляторы двухпозиционных ФМн-сигналов не получили широкого распространения в связи с тем, что они уступают как помехоустойчивости, так и по сложности реализации квазикогерентным демодуляторам [23, 24], и поэтому эти демодуляторы в рамках данной работы не рассматриваются.

3.3. Техническое задание и этапы проектирования демодуляторов

3.3.1. В общем случае проектирование демодуляторов при произвольной радиообстановке должно состоять из следующих этапов: синтеза оптимального алгоритма и структуры демодулятора, а также анализа его помехоустойчивости.

Однако поскольку для случаев демодуляции сигналов на фоне белого шума в теории статистических решений оптимальные и квазиоптимальные алгорит-

мы и структуры демодуляторов уже синтезированы, то задача проектирования демодулятора может быть упрощена и соответствовать выбору из некоторого известного ряда (см. подразд. 3.3) алгоритма и структуры демодулятора по заданным исходным условиям и ограничениям.

Существенное влияние на выбор типа демодулятора оказывает степень априорной неопределённости о виде и параметрах сигналов. Необходимость выбора алгоритма и структуры демодулятора возникает при проектировании новых СРС. Однако в целом ряде случаев, когда необходимо существующую СРС приспособлять для решения задач демодуляции, то алгоритм и структура оказываются априорно заданными и проектирование сводится к анализу его помехоустойчивости и обоснованию параметров, необходимых для достижения заданных характеристик помехоустойчивости, например допустимой вероятности ошибочных решений.

В данных методических указаниях основное внимание уделяется задаче проектирования демодулятора.

3.3.2. Техническое задание на проектирование демодулятора при этом может быть сформулировано следующим образом: по заданным виду и параметрам сигнала и помехи, вероятности ошибочных решений $P_{\text{ош}}$, коэффициенту шума $N_{\text{ш}}$ произвести анализ и оптимизацию таких характеристик, как:

- алгоритм и структура демодулятора;
- граница рабочего частотного диапазона $f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$;
- скорость передачи информации — R ;
- постоянная интегрирования — T ;
- входное $g_{\text{вх}}$, выходное $g_{\text{вых}}$ и пороговое $g_{\text{пор}}$ отношения сигнал/помеха по напряжению;
- реальная чувствительность демодулятора $P_{\text{с}}$.

3.3.3. По виду и параметрам сигнала $S(t)$ можно установить тип используемого демодулятора, скорость передачи информации R и границы рабочего частотного диапазона.

При приёме детерминированных сигналов целесообразно использовать когерентный демодулятор, а для сигналов со случайной фазой — некогерентный

демодулятор. Тип демодулятора (АМн-, ЧМн-, ФМн-сигналов) определяется видом модуляции принимаемого сигнала. Скорость передачи информации при использовании двоичных сигналов определяется из соотношения $R = 1/T_3$, а границы f_n, f_b и ширина рабочего частотного диапазона Δf_n для демодуляторов АМн и ФМн определяются из соотношений:

$$f_n = f_c - \frac{0,5}{T_3}; f_b = f_c + \frac{0,5}{T_3}; \Delta f_n = \frac{1}{T_3},$$

а для демодуляторов ЧМн из соотношений:

$$f_n = f_c - \frac{0,5}{T_3} - \frac{\Delta f_p}{2}; f_b = f_c + \frac{0,5}{T_3} + \frac{\Delta f_p}{2}; \Delta f_p \geq \frac{0,75}{T_3}; \Delta f_n \geq \frac{1,75}{T_3},$$

где Δf_p — частотный разнос между посылками ЧМн-сигнала; T_3 — длительность элемента (посылки).

Спектральная плотность N_n и дисперсия σ_n^2 помехи $n(t)$ соответственно равны:

$$N_n = kT_0 N_{ш}; \sigma_n^2 = N_n \Delta f_n; kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц},$$

где k — постоянная Больцмана; T_0 — температура окружающей среды по шкале Кельвина.

При согласованном приёме постоянная интегрирования демодулятора выбирается из условия

$$\Delta f_c T_3 = \Delta f_n T = 1, \text{ т. е. } T = T_3,$$

где Δf_c — ширина спектра сигнала.

Отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе Инт в каналах когерентного демодулятора равно [1, 22]

$$g_k = \sqrt{\frac{2E}{N}}; E = \frac{A_m^2 T_3}{2}.$$

С учётом особенностей демодуляции различных типов сигналов выражения для вероятностей ошибочных решений в случае когерентных демодуляторов при оптимальном пороговом напряжении имеют вид:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(g_{\Phi 1}); g_{\Phi 1} \approx g_k; P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(g_{A1}); \\ g_{A1} = g_k / \sqrt{2}; P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(g_{\chi 1}); g_{\Phi 1} = g_k / \sqrt[4]{2},$$

где $g_{\Phi 1}$, g_{A1} , $g_{\chi 1}$ — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе когерентного демодулятора ФМн-, АМн-, ЧМн-сигналов.

При несогласованном приёме, когда $\Delta f_n T > 1$, необходимо учитывать, что

$$g_k = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}; g_{\text{ВХ}}^2 = \frac{U_m^2}{2N_n \Delta f_n}.$$

При заданной вероятности ошибочных решений $P_{\text{ош}}$ вначале определяются допустимые значения g_k для различных демодуляторов:

- для демодулятора ФМн-сигналов $g_{k1} = \arcsin \Phi(1 - P_{\text{ош}})$;
- для демодулятора АМн-сигналов $g_{k2} = \sqrt{2} \arcsin \Phi(1 - P_{\text{ош}})$;
- для демодулятора ЧМн-сигналов $g_{k1} = \sqrt[4]{2} \arcsin \Phi(1 - P_{\text{ош}})$.

Далее можно определить допустимые значения $g_{\text{ВХ } i}$ для различных типов когерентных демодуляторов и их реальную чувствительность P_{ci} :

$$g_{\text{ВХ } i} = \frac{g_{ki}}{\sqrt{2\Delta f_n T}}; P_{ci} = \sigma_n^2 g_{\text{ВХ } i}^2, i \in [1, 2, 3],$$

где $i = 1$ соответствует демодуляции АМн-сигналов; $i = 2$ соответствует демодуляции ЧМн-сигналов; $i = 3$ соответствует демодуляции ФМн-сигналов.

3.3.4. Отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе Инт в каналах некогерентного демодулятора с использованием линейного детектора равно при приёме сильных сигналов, т. е. когда $g_{\text{ВХ}} \geq 3$ [2, 22]

$$g_H = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}; g_{\text{ВХ}}^2 = \frac{A_m^2}{2N\Delta f_n}.$$

С учётом особенностей демодуляции различных типов сигналов выражение для вероятностей ошибочных решений в случае некогерентных демодуляторов при оптимальном пороге и при $g_{\text{ВХ}} \geq 3$ имеют следующий вид [1, 22]:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-g_{A2}^2); g_{A2} = g_H/2 = \frac{g_{\text{ВХ}}}{\sqrt{2}} \sqrt{\Delta f_n T};$$

$$P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-g_{\chi 2}^2); g_{\chi 2} = g_H/\sqrt{2} = g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T}.$$

При заданной вероятности ошибочных решений $P_{\text{ош}}$ вначале определяются допустимые значения для выходного отношения сигнал/шум:

— для некогерентного демодулятора АМн-сигналов $g_{A2} = \sqrt{2 \ln \frac{1}{2P_{\text{ош}}}}$;

— для некогерентного демодулятора ЧМн-сигналов $g_{\text{Ч2}} = \sqrt{\ln \frac{1}{2P_{\text{ош}}}}$.

Далее определяются допустимые значения $g_{\text{ВХ } i}$ для различных типов некогерентных демодуляторов и их реальная чувствительность P_{ci} :

$$g_{\text{ВХ1}} = \frac{g_{\text{Н}}}{\sqrt{2\Delta f_{\text{н}} T}}; g_{\text{ВХ2}} = \frac{g_{\text{Н}}}{\sqrt{\Delta f_{\text{н}} T}};$$

$$P_{c1} = \sigma_{\text{н}}^2 g_{\text{ВХ1}}^2; P_{c2} = \sigma_{\text{н}}^2 g_{\text{ВХ2}}^2,$$

где $g_{\text{ВХ1}}$, P_{c1} — параметры демодулятора АМн-сигнала; $g_{\text{ВХ2}}$, P_{c2} — параметры демодулятора ЧМн-сигнала.

Приведённая методика позволяет осуществлять анализ помехоустойчивости демодуляторов в рамках контрольной работы № 7, описание которой приведено в подразд. 3.4.

При моделировании демодуляторов, прежде чем исследовать их помехоустойчивость, необходимо учитывать особенности формирования манипулирующих и модулирующих последовательностей, а также аналоговых и дискретных радиосигналов с различными видами модуляции, обеспечивать выбор параметров функциональных узлов демодулятора для уменьшения аппаратурных погрешностей (линейных и нелинейных искажений) до допустимого уровня.

В связи с изложенным выше моделирование демодуляторов проводится в два этапа:

— на первом этапе исследуются формирователи видеосигналов и радиосигналов (лабораторные работы № 1—3); а также линейные и нелинейные искажения, вносимые функциональными узлами типового радиозвена (лабораторная работа № 4);

— на втором этапе исследуется помехоустойчивость рассмотренных выше демодуляторов (лабораторные работы № 8—11).

3.4. Контрольная работа № 7

«Анализ характеристик помехоустойчивости демодуляторов»

3.4.1. Целью контрольной работы является исследование помехоустойчивости демодуляторов.

3.4.2. Содержание контрольной работы состоит в следующем:

а) по заданным:

- 1) виду сигнала (АМн; ФМн; ЧМн);
- 2) параметрам сигнала [f_c (Гц) — средняя частота сигнала; T_s (с) — длительность тактовой посылки; φ_c — начальная фаза (известна, неизвестна)];
- 3) характеристикам помехоустойчивости ($P_{\text{ош}}$ — вероятность ошибочных решений; $N_{\text{ш}}$ — коэффициент шума);

б) необходимо:

- выбрать алгоритм и структуру демодулятора;
- рассчитать следующие параметры:

- 1) f_n (Гц), f_v (Гц) — нижнюю и верхнюю границы частотного диапазона;
- 2) σ_n^2 (Вт) — дисперсию помехи на входе демодулятора;
- 3) R (бит/с) — скорость передачи информации;
- 4) T (с) — постоянную интегрирования;
- 5) Δf_ϕ (Гц) — полосу пропускания полосовых фильтров;
- 6) $g_{\text{пор}}$, $g_{\text{вх}}$, g — пороговое, входное и выходное отношения сигнал/помеха по напряжению;
- 7) P_c (Вт) — реальную чувствительность демодулятора;

- построить зависимости:

- 1) $g = f(g_{\text{вх}})$ при оценке g и $g_{\text{вх}}$ (в разгах и дБ);
- 2) $P_{\text{ош}} = f(g)$;

- сделать заключение;

в) с целью упрощения анализа варианты заданий на выполнение контрольных работ составлены при фиксации следующих исходных условий для всех вариантов: 1) ПФ имеет идеальную (прямоугольную) АЧХ; 2) ФНЧ представляет собой идеальный интегратор в скользящем временном окне; 3) для вариантов с

АМн-сигналами начальная фаза φ_c может быть известна или случайна (по выбору); 4) для вариантов с ФМн-сигналами начальная фаза φ_c полагается известной; 5) для вариантов с ЧМн-сигналами начальная фаза φ_c полагается случайной.

Варианты заданий для выполнения контрольной работы приведены в подразд. 3.4.3. При выполнении контрольной работы следует использовать методику, приведённую в подразд. 3.3.

3.4.3. Варианты заданий к контрольным работам № 7 приведены в табл. 3.1 и 3.2.

Таблица 3.1

| | | | |
|-------------------------------|---------------------|-----------------------|-----------|
| 1.1 — $f_c = 10^7$ Гц | 2.1 — $N_{ш} = 3$ | 3.1 — $T_3 = 10^{-3}$ | 4.1 — АМн |
| 1.2 — $f_c = 10^6$ Гц | 2.2 — $N_{ш} = 10$ | 3.2 — $T_3 = 10^{-4}$ | 4.2 — ЧМн |
| 1.3 — $f_c = 3 \cdot 10^5$ Гц | 2.3 — $N_{ш} = 100$ | | 4.3 — ФМн |
| 1.4 — $f_c = 10^5$ Гц | | | |

Таблица 3.2

| Варианты | Параметры демодулятора | | | |
|----------|------------------------|-----|-----|-----|
| | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.1 |
| 1 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.1 |
| 2 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.2 |
| 3 | 1.1 | 2.1 | 3.1 | 4.3 |
| 4 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.1 |
| 5 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.2 |
| 6 | 1.1 | 2.1 | 3.2 | 4.3 |
| 7 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.1 |
| 8 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.2 |
| 9 | 1.2 | 2.2 | 3.1 | 4.3 |
| 10 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.1 |
| 11 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.2 |
| 12 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.3 |
| 13 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.1 |

| Варианты | Параметры демодулятора | | | |
|----------|------------------------|-----|-----|-----|
| 14 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.2 |
| 15 | 1.3 | 2.3 | 3.1 | 4.3 |
| 16 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.1 |
| 17 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.2 |
| 18 | 1.3 | 2.3 | 3.2 | 4.3 |
| 19 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.1 |
| 20 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.2 |
| 21 | 1.4 | 2.1 | 3.1 | 4.3 |
| 22 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.1 |
| 23 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.2 |
| 24 | 1.4 | 2.1 | 3.2 | 4.3 |

3.5. Лабораторные работы № 8—11

«Моделирование демодуляторов дискретных сигналов»

3.5.1. Содержание лабораторных работ приводится ниже.

Лабораторная работа № 8 посвящена моделированию когерентного демодулятора (КД) амплитудно-манипулированного радиосигналов (АМн) с пассивной паузой. Лабораторная работа № 9 посвящена моделированию некогерентного демодулятора (НД) АМн-сигналов с пассивной паузой; лабораторная работа № 10 посвящена моделированию КД двухпозиционных фазоманипулированных радиосигналов (ФМ-2); лабораторная работа № 11 посвящена НД двухпозиционных частотно-манипулированных радиосигналов (ЧМн-2).

3.5.2. Целью работ является: 1) ознакомление с системой схемотехнического моделирования «Micro-Cap»; 2) изучение методов моделирования прохождения сигналов и помех через функциональные узлы демодуляторов; 3) изучение методов моделирования помехоустойчивости демодуляторов.

3.5.3. В ходе выполнения работ в соответствии с номером варианта задания:

1) произвести формирование эквивалентной структуры заданного демодулятора (рис. 3.6) на основе рекомендаций по использованию «Micro-Cap (5—8)» и приведённых в «Руководстве пользователя» макросов [19]. На рис. 3.6 приняты следующие обозначения: Г, ГП — генератор сигнала и помехи; Сум — сумматор; ПФ — полосовой фильтр; ФНЧ — фильтр нижних частот; $У_1$, $У_2$ — усилители; П — перемножитель; ГКС — генератор копии сигнала; ПУ — пороговое устройство; РУ — решающее устройство; Фв — фазовращатель на $\pi/2$; Кв — квадратор; ИК — извлечение корня квадратного; Φ_1 , Φ_2 — полосовые фильтры; ЛД — линейный детектор; ВУ — вычитающее устройство;

2) на основе использования макросов, приведенных в [15], составить полную функциональную схему заданного демодулятора и произвести установку параметров всех функциональных узлов (ФУ);

3) в режиме частотного анализа промоделировать амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) и зафиксировать их на графиках;

4) в режиме спектрального анализа промоделировать процессы на выходах генератора сигналов (ГС), генератора шума (ГШ) и на выходе ПФ, а также зафиксировать эпюры на графиках;

5) в режиме временного анализа промоделировать прохождение сигнала и шума через ФУ и зафиксировать эпюры в точках ①, ②, ③, ④, ⑤, ⑥ эквивалентной схемы;

6) подать на вход демодулятора помеху от ГШ с заданной спектральной плотностью N_n (Вт/Гц) и в режиме временного анализа установить коэффициент передачи демодулятора в масштабных усилителях $У_1$ и $У_2$, необходимый для того, чтобы уровень шума на выходе демодулятора соответствовал заданному $U_{пор}$, например: $U_{пор} = 1$ В;

7) в режиме временного анализа при подаче на вход демодулятора шума от ГШ снять и зафиксировать в таблице зависимость $P_{лт} = f(U_{пор})$ при $N_n = const$ и дать рекомендации по выбору $U_{пор}$ для достижения $P_{лт} = 10^{-2}$, где $P_{лт}$ — вероятность ложной тревоги;

8) в режиме временного и спектрального анализов в точках ④, ⑥ эквивалентной схемы демодулятора снять и зафиксировать в таблице зависимость $g = f(g_{вх})$ (в разгах и дБ), где $g_{вх}$, g — входное и выходное отношение сигнал/шум по напряжению;

9) в режиме временного анализа снять функциональную зависимость $P_{\text{по}} = f(g, U_{\text{пор}})$ и определить реальную чувствительность демодулятора при заданных $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$, где $P_{\text{по}}$ — вероятность ошибочных решений.

3.6. Методические указания к выполнению лабораторных работ

3.6.1. Формирование функциональной схемы демодулятора следует осуществлять на основе эквивалентных структур, приведенных на рис. 3.6—3.8, а также рекомендаций, приведённых в [4, 23, 24] и в «Руководстве пользователя» [19].

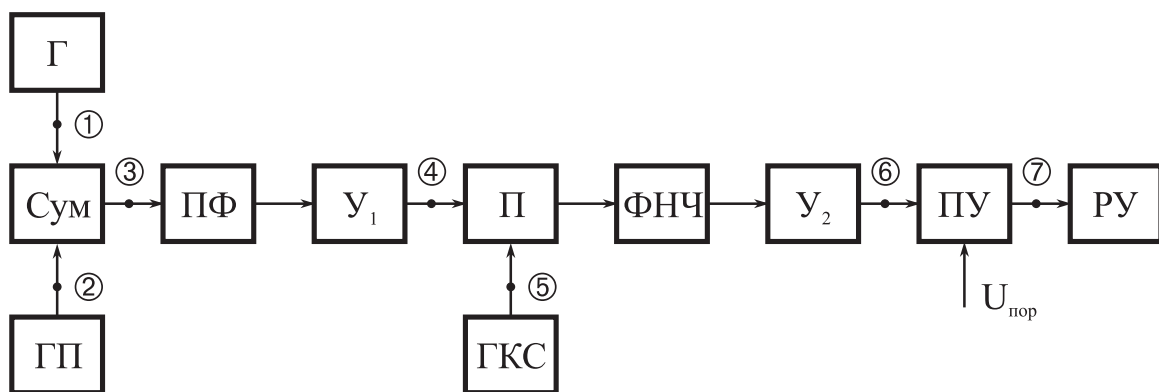


Рис. 3.6

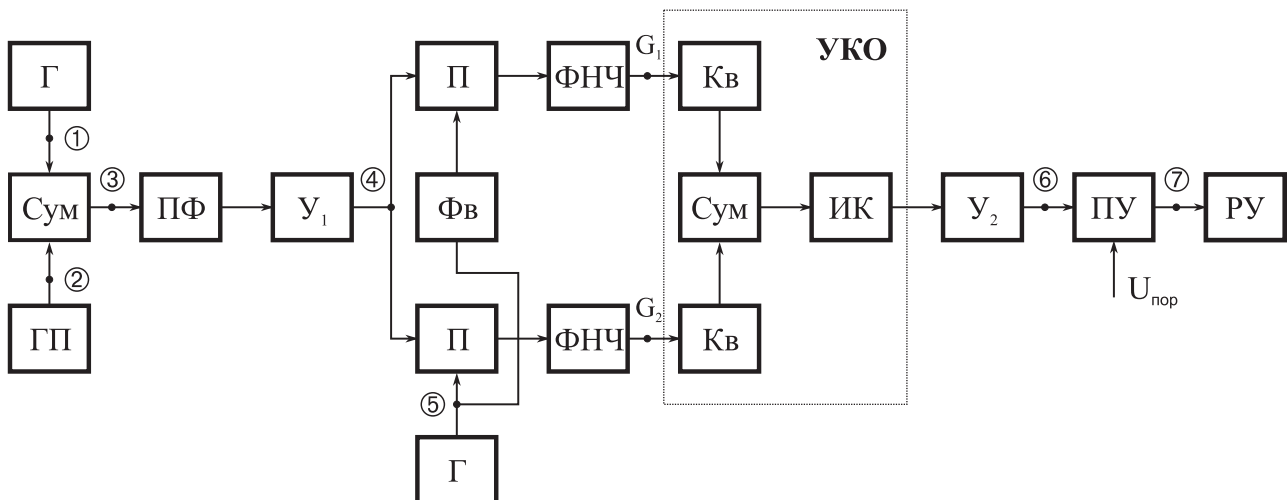


Рис. 3.7

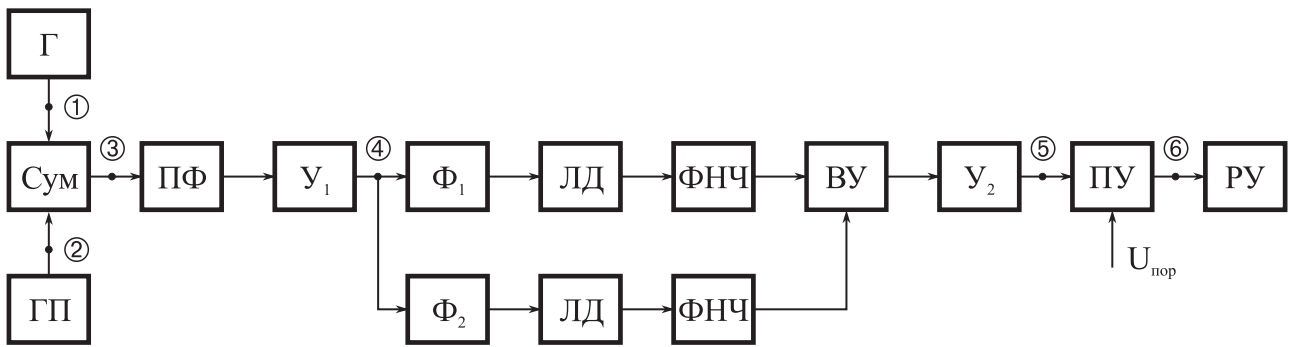


Рис. 3.8

3.6.2. При моделировании АЧХ ПФ и ФНЧ на основе метода частотного анализа использовать структуры, приведенные на рис. 3.9.

При моделировании АЧХ ПФ диапазон используемых частот Δf_1 и его границы необходимо установить исходя из условий:

$$\Delta f_1 = f_v - f_n; \quad f_{v1} = f_0 + 1,5\Delta f_\phi; \quad f_{n1} = f_0 - 1,5\Delta f_\phi; \quad \Delta f_\phi = \Delta f_n,$$

где f_{n1}, f_{v1} — нижняя и верхняя границы исследуемого диапазона частот; $f_0, \Delta f_\phi$ — средняя частота и полоса пропускания ПФ.

При моделировании АЧХ ФНЧ верхнюю границу f_v исследуемого диапазона необходимо установить исходя из условий:

$$f_v = 3f_{гр}; \quad f_{гр} = 1/T; \quad T = T_c,$$

где $f_{гр}$ — верхняя граничная частота ФНЧ; T — постоянная времени ФНЧ.

Результаты моделирования АЧХ фиксируются на графиках.

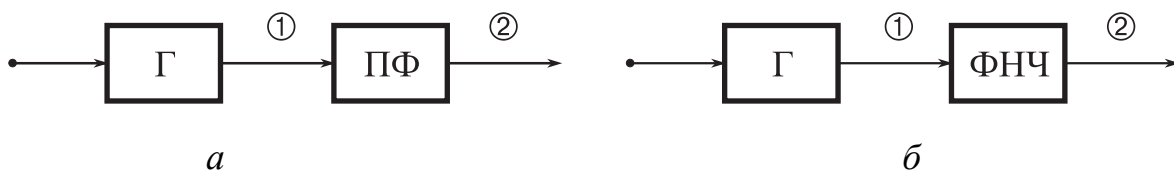


Рис. 3.9

3.6.3. С целью проверки степени согласования параметров сигнала и шума с параметрами ПФ провести моделирование процессов в точках ①, ②, ③, ④ в режиме спектрального анализа.

При проведении моделирования в режиме спектрального анализа необходимо установить в ГП спектральную плотность N_n (B^2/Γ ц) и тактовую частоту формирования случайного процесса из условия $f_T = f_0 + 3\Delta f_\phi$ (параметры $N_n, f_0, \Delta f_\phi$ соответствуют заданному варианту исходных данных).

Далее в генераторе сигналов (Γ) выставляются параметры в соответствии с заданным вариантом и методикой, используемой при выполнении лабораторной работы № 4. При этом амплитуда сигнала U_m рассчитывается из соотношений:

$$g_{\text{вх}}^2 = U_m^2 / 2\sigma_n^2; \quad \sigma_n^2 = N_n \Delta f_{\text{ф}}; \quad g_{\text{вх}}^2 = 10; \quad U_m = \sqrt{2} \sigma_n g_{\text{вх}},$$

где $g_{\text{вх}}^2$ — входное отношение сигнал/шум по мощности в точке ④; σ_n^2 — дисперсия шума на выходе ПФ. Результаты моделирования фиксируются на эпюрах.

Параметры ПФ можно считать согласованными с параметрами сигнала в случае отсутствия искажений спектральных характеристик.

3.6.4. Одной из основных задач моделирования является снятие зависимости $P_{\text{лт}} = f(g_{\text{пор}})$, где $g_{\text{пор}} = U_{\text{пор}}/\sigma_{\text{пв}}$, $g_{\text{пор}}$ — нормированный порог; $U_{\text{пор}}$ — пороговое напряжение, $\sigma_{\text{пв}}$ — среднеквадратическое значение выходного эффекта в точке ⑥ $U_n(T)$ при воздействии на вход демодулятора (точка ③) одной помехи $n(t)$.

Для обеспечения снятия зависимости $P_{\text{лт}} = f(g_{\text{пор}})$ на вход демодулятора (точка ③) подаётся помеха $n(t)$ с фиксированной спектральной плотностью $N_n = \text{const}$, далее осуществляется изменение коэффициентов усилителей Y_1 и Y_2 с целью установки в точке ⑥ фиксированного значения $U_n(T) = \sigma_{\text{пв}} = \text{const}$. В качестве переменного параметра при этом используется пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$.

Моделирование производится в режиме временного анализа путём фиксации на определенном интервале времени T_m количества превышений (ложных срабатываний) $n_{\text{лс}}$ выбранного порогового напряжения $U_{\text{пор}}$, которое меняется от сеанса к сеансу до тех пор, пока вероятность ложных тревог не будет соответствовать заданной величине $P_{\text{лт з}} \leq 0,1 P_{\text{ош}}$.

Вероятность ложных тревог $P_{\text{лт}}$ в процессе моделирования может быть рассчитана следующим образом: $P_{\text{лт}} = n_{\text{лс}}/N$; $N = T_m/T$; $T = K_{\text{ф}}/\Delta f_{\text{н}}$; $g_{\text{пор}} \rightarrow \text{var}$.

При выполнении данного пункта в качестве фиксированных исходных условий для всех вариантов заданий при проведении лабораторных работ принято:

$$N_n = 10^{-18} \text{ В}^2/\text{Гц}; \quad \sigma_{\text{пв}} = 1 \text{ В}; \quad K_{\text{ф}} = 10^2; \quad T_m = 1 \text{ с}; \quad P_{\text{лт з}} = 10^{-2}.$$

Количество ложных срабатываний $n_{\text{лс}}$ можно подсчитать двумя способами:

1) путём графического анализа эпюры выходного эффекта в точке ⑥ $U_n(t, T)$ при выбранном значении $U_{\text{пор}}$;

2) путём фиксации на выходе ПУ (точка ⑦) при выбранном значении $U_{\text{пор}}$.

По совокупности сеансов моделирования при разных $U_{\text{пор}}$ строится графическая зависимость $P_{\text{лт}} = f(U_{\text{пор}})$, на основе которой определяется оценка $g_{\text{пор}}$ для $P_{\text{лтз}} = 10^{-2}$.

3.6.5. Для снятия зависимости $g = f(g_{\text{вх}})$ на вход демодулятора (точка ③) подаётся смесь сигнала и шума $y(t) = S(t) + n(t)$, в которой от одного сеанса моделирования к другому меняется величина $g_{\text{вх}}$ в точке ④ путём изменения уровня сигнала $U_{\text{мс}}$ при фиксированной спектральной плотности помехи N_n .

Моделирование осуществляется в режиме временного анализа. Выходной эффект $U_y(T)$ фиксируется в точке ⑥.

Установление входного отношения сигнал/помеха по мощности $g_{\text{вх}}^2$ в точке ④ осуществляется путём изменения уровня сигнала в Γ , с учётом постоянства дисперсии помехи $\sigma_n^2 = N_n \Delta f_{\text{ф}}$.

Для оценки выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g используется статистическая обработка массива отсчётов $U_y(T)$ в точке ⑥:

$$g = \frac{M_1[U_y(T)] - M_1[U_n(T)]}{\sqrt{D[U_y(T)]}} = \frac{M_1[U_s(T)]}{\sqrt{D[U_y(T)]}}, \quad D[U_y(T)] = M_2[U_y(T)] - M_1^2[U_y(T)],$$

где $M_1[U_s(T)]$, $M_1[U_n(T)]$ — математические ожидания (первые центральные моменты) выходного эффекта $U_s(T)$ и $U_n(T)$, обусловленные воздействием на вход демодулятора сигнала $S(t)$ или помехи $n(t)$; $M_1[U_y(T)]$, $M_2[U_y(T)]$ — первый и второй центральные моменты выходного эффекта $U_y(T)$, обусловленные воздействием смеси $y(t) = S(t) + n(t)$; $D[U_y(T)]$ — дисперсия выходного эффекта $U_y(T)$. Оценка статистических характеристик выходного эффекта $U_y(T)$ рассчитывается на основе использования следующих соотношений:

$$\hat{M}_1[U_s(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{si}}{m}; \quad \hat{M}_1[U_n(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{ni}}{m};$$

$$\hat{M}_1[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}}{m} = \hat{M}_1[U_s(T)] + \hat{M}_1[U_n(T)];$$

$$\hat{D}[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1} - \hat{M}_1^2[U_y(T)], \quad m \geq 30,$$

где $U_{si}(T)$, $U_{ni}(T)$, $U_{yi}(T)$ — отсчёты $U_s(T)$, $U_n(T)$, $U_y(T)$ в i -м сеансе моделирования; m — количество сеансов моделирования в массиве.

В ходе выполнения лабораторных работ моделирование и расчёты выполняются в каждом сеансе в соответствии со следующими этапами:

1) оценка $\hat{M}_1[U_s(T)]$ получается при подаче на вход демодулятора (точка ④) сигнала с фиксированной амплитудой U_{mc} для конкретного значения $g_{вх}$.

2) оценка $\hat{M}_1[U_n(T)]$ получается при подаче на вход демодулятора (точка ④) помехи с фиксированной спектральной плотностью N_n ;

3) оценка $\hat{M}_1[U_y(T)]$ вычисляется по формуле $\hat{M}_1[U_y(T)] = \hat{M}_1[U_s(T)] + \hat{M}_1[U_n(T)]$;

4) оценка $\hat{M}_2[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1}$ получается при подаче на вход демодулятора (точка ④) смеси $y(t) = S(t) + n(t)$;

5) оценка $\hat{D}[U_y(T)]$ вычисляется по формуле $\hat{D}[U_y(T)] = \hat{M}_2[U_y(T)] - \hat{M}_1^2[U_y(T)]$.

По полученным результатам рассчитываются g при различных $g_{вх}$ и затем строится графическая зависимость $g = f(g_{вх})$ (в разгах и дБ).

3.6.6. При снятии зависимости $P_{ош} = f(g_{вх}, U_{пор})$ используются тестовые сигналы, в которых в качестве модулирующей функции используется меандр или псевдослучайная последовательность, методика формирования которых приведена в лабораторной работе № 1. При этом осуществляется моделирование демодулятора в режиме временного анализа.

На вход демодулятора подаётся сигнал, тип и параметры которого определяются заданным вариантом. Исходные данные для вышеупомянутого сигнала определяются временем моделирования T_m ; количеством посылок n_p и уровнем, обеспечивающим необходимое отношение сигнал/шум $g_{вх}$.

По результатам моделирования при каждом значении $g_{\text{вх}}$ на выходе РУ производится количество обнаруженных посылок n_o . Вероятность ошибочных решений рассчитывается из соотношения

$$P_{\text{ош}} = (n_{\text{п}} - n_o)/n_{\text{п}}.$$

При проведении моделирования целесообразно параметры манипулирующей последовательности выбирать из условий $T_{\text{м}} \geq 100 T_{\text{п}}$ и $n_{\text{п}} \geq 100$, где $T_{\text{п}}$ — длительность посылки. По совокупности сеансов моделирования при разных $\hat{g}_{\text{вх}}$ строится зависимость $P_{\text{ош}} = f(g_{\text{вх}}, P_{\text{лтз}})$, на основе которой по заданной $P_{\text{ош}}$ определяется вначале величина \hat{g} , а затем по зависимости $g = f(g_{\text{вх}})$ определяется величина g и, наконец, реальная чувствительность демодулятора $P_{\text{р}} = \sigma_{\text{п}}^2 \hat{g}_{\text{вх}}^2 (B^2)$.

3.6.7. Отчёт по лабораторной работе должен содержать:

- результаты выполнения лабораторной работы;
- сравнительный анализ лабораторных исследований с теоретическими положениями;
- выводы по работе.

3.6.8. Варианты заданий к лабораторной работе № 8—11 приводятся в табл. 3.3. и 3.4.

Общие данные для всех вариантов:

$$f_c = f_0 = 10^7 \text{ Гц}; N_{\text{п}} = 10^{-8} \text{ Вт/Гц}; T = 0,3T_3 \text{ с.}$$

Исходные условия к вариантам:

Таблица 3.3

| 1.1 — АМН | 1.2 — ФМН | 1.3 — ЧМН | |
|---|---|---|---|
| 2.1 — $P_{\text{ош}} = 5 \cdot 10^{-2}$ | 2.2 — $P_{\text{ош}} = 7 \cdot 10^{-2}$ | 2.3 — $P_{\text{ош}} = 10^{-1}$ | $\Delta f_1 = \Delta f_2;$ |
| 3.1 — $R = 1/T_3 = 10^4$ б/с | 3.2 — $R = 3 \cdot 10^4$ б/с | 3.3 — $R = 10^5$ б/с | $f_1 = f_0 + 2\Delta f_2;$ $f_2 = f_0 - 2\Delta f_2$ |
| 4.1 — $\Delta f_{\text{н}} = 10/T_3$ Гц | 4.2 — $\Delta f_{\text{н}} = 5/T_3$ Гц | 4.3 — $\Delta f_{\text{н}} = 2/T_3$ Гц. | |

Таблица 3.4

| Варианты | Параметры демодуляторов | Варианты | Параметры демодуляторов |
|----------|-------------------------|----------|-------------------------|
| 1 | 1.1; 2.1; 3.1; 4.1 | 25 | 1.1; 2.1; 3.3; 4.1 |
| 2 | 1.1; 2.1; 3.1; 4.2 | 26 | 1.1; 2.1; 3.3; 4.2 |
| 3 | 1.1; 2.1; 3.1; 4.3 | 27 | 1.1; 2.1; 3.3; 4.3 |
| 4 | 1.1; 2.1; 3.2; 4.1 | 28 | 1.1; 2.3; 3.1; 4.1 |
| 5 | 1.1; 2.1; 3.2; 4.2 | 29 | 1.1; 2.3; 3.1; 4.2 |
| 6 | 1.1; 2.1; 3.2; 4.3 | 30 | 1.1; 2.3; 3.1; 4.3 |
| 7 | 1.1; 2.2; 3.1; 4.1 | 31 | 1.3; 2.1; 3.1; 4.1 |
| 8 | 1.1; 2.2; 3.1; 4.2 | 32 | 1.3; 2.1; 3.1; 4.2 |
| 9 | 1.1; 2.2; 3.1; 4.3 | 33 | 1.3; 2.1; 3.1; 4.3 |
| 10 | 1.2; 2.1; 3.1; 4.1 | 34 | 1.3; 2.1; 3.2; 4.1 |
| 11 | 1.2; 2.1; 3.1; 4.2 | 35 | 1.3; 2.1; 3.2; 4.2 |
| 12 | 1.2; 2.1; 3.1; 4.3 | 36 | 1.3; 2.1; 3.2; 4.3 |
| 13 | 1.2; 2.1; 3.2; 4.1 | 37 | 1.3; 2.1; 3.3; 4.1 |
| 14 | 1.2; 2.1; 3.2; 4.2 | 38 | 1.3; 2.1; 3.3; 4.2 |
| 15 | 1.2; 2.1; 3.2; 4.3 | 39 | 1.3; 2.1; 3.3; 4.3 |
| 16 | 1.2; 2.1; 3.3; 4.1 | 40 | 1.3; 2.2; 3.1; 4.1 |
| 17 | 1.2; 2.1; 3.3; 4.2 | 41 | 1.3; 2.2; 3.1; 4.2 |
| 18 | 1.2; 2.1; 3.3; 4.3 | 42 | 1.3; 2.2; 3.1; 4.3 |
| 19 | 1.2; 2.2; 3.1; 4.1 | 43 | 1.3; 2.2; 3.2; 4.1 |
| 20 | 1.2; 2.2; 3.1; 4.2 | 44 | 1.3; 2.2; 3.2; 4.2 |
| 21 | 1.2; 2.2; 3.1; 4.3 | 45 | 1.3; 2.2; 3.2; 4.3 |
| 22 | 1.2; 2.2; 3.2; 4.1 | 46 | 1.3; 2.2; 3.3; 4.1 |
| 23 | 1.2; 2.2; 3.2; 4.2 | 47 | 1.3; 2.2; 3.3; 4.2 |
| 24 | 1.2; 2.2; 3.2; 4.3 | 48 | 1.3; 2.2; 3.3; 4.3 |

П1. Основные определения

Алгоритм — последовательность операций при решении задачи.

Генератор сигналов (ГС) — источник формирования сигналов на основе использования источников напряжений (ИН) или источников токов (ИТ).

Групповое время запаздывания цепи $t_{гр}(\omega)$ — временной сдвиг сигнала на выходе цепи, определяемый как производная фазочастотной характеристики

$$\text{цепи } t_{гр}(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

Двухполюсник (Дв) — элемент цепи с двумя выводами (полюсами).

Дельта-функция $\delta(t)$ — модель бесконечно короткого импульса, возникающего в момент времени $t = 0$, равного нулю всюду, за исключением этой

точки, но, тем не менее, имеющего единичную площадь $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$.

Закон Кирхгофа (второй) — алгебраическая сумма напряжений в контуре цепи равна алгебраической сумме напряжений источников напряжений с учётом произвольно выбранного напряжения обхода.

Закон Кирхгофа (первый) — алгебраическая сумма токов в ветвях, которые подходят к любому узлу цепи, равна нулю.

Закон Ома — взаимосвязь между током, протекающим через компонент ЛЦ и напряжением на его выводах.

Импульсная характеристика цепи $h(t)$ — реакция цепи на входное воздействие вида дельта-функции, возникающее в момент времени $t = 0$ при нулевых начальных условиях.

Интеграл Дюамеля — реакция цепи $y(t)$ при воздействии произвольной возбуждающей функции $f(t)$, соответствующая интегралу свертки

$$y(t) = \int_0^t f(x)h(t-x)dx.$$

Информативный параметр сигнала — параметр сигнала, используемый для передачи информации.

Информация — сведения (данные), являющиеся объектом хранения, передачи, преобразования.

Источник напряжения (ИН) — элемент цепи, на выходных зажимах которого создаётся напряжение, величина которого не зависит от тока, протекающего через него. Внутреннее сопротивление ИН пренебрежимо мало по сравнению с входным сопротивлением цепи.

Источник тока (ИТ) — элемент цепи, который создаёт ток, величина которого не зависит от напряжения на его выходных зажимах. Внутреннее сопротивление ИТ значительно больше сопротивления цепи.

Комплексный коэффициент передачи цепи $K(j\omega)$ — функция, описывающая частотную зависимость комплексных напряжений на выходе $\dot{U}_{\text{вых}}$ и входе $\dot{U}_{\text{вх}}$ цепи: $K(j\omega) = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = |K(j\omega)| \exp[\varphi(j\omega)]$, где $|K(j\omega)|$ — модуль комплексного коэффициента передачи цепи, соответствующий АЧХ цепи; $\varphi(j\omega)$ — аргумент комплексного коэффициента передачи цепи, соответствующий ФЧХ цепи.

Компонент (К) — пассивный или активный элемент, в котором осуществляется преобразование электромагнитных волн.

Контур (Кон) — множество узлов цепи, соединённых ветвями.

Корреляционная функция — характеристика скорости изменения процесса во времени.

Корреляция — степень статистической взаимосвязи процессов.

Критерий Неймана-Пирсона — статистический критерий помехоустойчивости обнаружителей, соответствующий оптимизации вероятности правильного обнаружения сигнала при фиксированном значении вероятности ложных тревог.

Линейная цепь (ЛЦ) — совокупность пассивных и активных компонентов, объединённых СхЭ в ФЗ, в которых в случае преобразования электромагнитных волн выполняется принцип суперпозиции, т. е. зависимость между входным и выходным эффектами имеет линейный характер.

Линейные искажения — искажения сигнала при прохождении через линейные функциональные узлы, обусловленные неидеальностью их АЧХ и ФЧХ.

Линейный тракт приёмника (ЛТ) — совокупность функциональных узлов от входа антенны до выхода УПЧ, которые обладают сквозной линейной амплитудной характеристикой и обеспечивают выполнение условий принципа суперпозиции.

Межсимвольные искажения — искажения видеосигнала, обусловленные наложением в выходном эффекте реакций от воздействия последовательно размещаемых на оси времени видеоимпульсов.

Модель — формальное описание объекта исследований в компактной форме, отражающее наиболее важные особенности.

Нелинейные искажения — искажения, вносимые при прохождении сигнала через функциональные узлы обнаружителя, обусловленные нелинейностью их амплитудных характеристик.

Обнаружение сигналов — статистическая задача по установлению факта наличия сигнала (гипотеза H_1) или его отсутствия (гипотеза H_0) в аддитивной смеси сигнала и помехи.

Переходная функция цепи $H(t)$ — реакция цепи на входное воздействие вида функции включения (функция Хэвисайда) $\sigma(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ 1, & t > 0. \end{cases}$

Помеха — физический процесс, затрудняющий выделение сигнала.

Помехоустойчивость обнаружителя — способность обнаружителя обеспечивать необходимую эффективность обнаружения сигнала на фоне помех.

Принцип суперпозиции (ПрСуп) — допущение, согласно которому результирующий эффект при сложном воздействии на цепь представляет собой сумму откликов, вызываемых отдельными воздействиями.

Радиоканал (РК) — одна или несколько радиолиний, обеспечивающих передачу информации между пространственно разнесенными абонентами.

Радиолиния (РЛ) — совокупность радиоустройств, реализующих алгоритм по передаче информации между пространственно разнесенными абонентами.

Радиообстановка (РО) — совокупность сигналов и помех и способов их взаимодействия при решении различных тактико-технических задач.

Радиосистема (РС) — совокупность радиоустройств, предназначенных для решения комплекса технических задач в соответствии с единым алгоритмом и заданным критерием эффективности.

Радиосистема обработки информации (РСОИ) — совокупность радиоустройств, предназначенных для решения комплекса технических задач, связанных с обработкой информации в интересах различных областей радиоэлек-

троники, в соответствии с единым алгоритмом и заданным критерием эффективности.

Радиоустройство (РУ) — совокупность функциональных звеньев, реализующих техническую задачу, связанную со сбором, передачей и обработкой информации.

Радиоэлектроника (Р) — отрасль науки и техники, связанная с обработкой, сбором и хранением информации на основе использования электромагнитных волн.

Радиоэлектронные средства (РСр) — варианты технической реализации радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры.

Сигнал — физический процесс, несущий в себе информацию.

Сопутствующие (неинформативные) параметры сигнала — параметры сигнала, которые не используются для передачи сигнала, но затрудняющие его обнаружение из-за отсутствия соответствующей априорной информации.

Спектральное распределение — зависимость распределения параметра процесса (амплитуды, фазы, энергии) от частоты.

Средства (Ср) — варианты технической реализации радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры.

Схема структурная (СхС) — схема соединения РУ, соответствующая конкретным РУ, РЛ и РС.

Схема функциональная (СхФ) — схема соединения ФЗ, соответствующих конкретным РУ, РЛ и РС.

Схема электрическая (СхЭ) — схема соединения компонентов, соответствующая конкретным ФЗ, РУс, РЛ и РС.

Телекоммуникации (Т) — отрасль науки и техники, связанная с передачей информации на большие расстояния.

Типовое радиозвено (ТРЗ) — простейшая модель РСОИ.

Узел (У) — точка, в которой выводы (полюсы) двух или более элементов цепи соединяются вместе.

Функциональное звено (ФЗ) — совокупность компонентов, реализующих функциональное преобразование электромагнитных волн.

Функция правдоподобия — условная плотность вероятности принимаемой аддитивной смеси сигнала и помехи при наиболее правдоподобном значении информативного параметра сигнала, устанавливаемого в опорном напряжении.

Четырёхполюсник (Ч) — элемент цепи с четырьмя выводами (полюсами).

Эквивалентная шумовая полоса пропускания — полоса пропускания линейной цепи при замене его реальной АЧХ формой идеальной (прямоугольной) АЧХ с коэффициентом передачи, равным коэффициенту передачи на средней для ПФ или нулевой для ФНЧ частоте.

Элементная база (ЭБ) — компоненты, используемые при реализации электрических схем радиоэлектронных и телекоммуникационных средств.

Эффективности критерий — мера оценки эффективности, например вероятность правильного обнаружения.

Эффективность — степень соответствия объекта исследований своему назначению.

П2. Контрольные вопросы для самооценки

1. Какие сигналы называют дискретными, цифровыми, аналоговыми, континуальными?
2. Что называют базой сигнала и как связана база сигнала с частотными и временными характеристиками сигнала?
3. Чем отличается амплитудный спектр сигнала от его энергетического спектра?
4. Какие сигналы называют ортогональными?
5. Что собой представляет δ -функция и каковы её свойства?
6. Что следует понимать под шириной спектра сигнала?
7. Запишите выражение прямого преобразования Фурье некоторой функции некоторой функции времени $x(t)$. Запишите выражение обратного преобразования Фурье.
8. Какими свойствами обладает белый шум, какой вид имеет его автокорреляционная функция?
9. Как связана длительность видеоимпульса и ширина его спектра?
10. Как отличаются спектры видео- и радиоимпульсов одинаковой формы, длительности и амплитуды?
11. Как выглядит автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса, прямоугольного радиоимпульса?
12. Какие сигналы называют сложными и каковы их главные общие свойства?
13. Как связана между собой фаза гармонического сигнала и его циклическая частота?
14. Запишите выражение амплитудно-модулированного гармонического колебания.
15. Как выглядит амплитудный спектр амплитудно-модулированного колебания?
16. Запишите выражение гармонического колебания с модуляцией частоты.
17. Запишите выражение гармонического колебания с модуляцией фазы.
18. Как определяется понятие случайного процесса, стационарного: а) в широком, б) узком смысле?
19. В чем заключается отличительное свойство эргодического случайного процесса?

20. Как, зная энергетический спектр стационарного случайного процесса, вычислить его среднеквадратическое значение?
21. Как определяется понятие одностороннего энергетического спектра стационарного случайного процесса?
22. Что такое импульсная характеристика линейной цепи? Что такое переходная характеристика линейной цепи? Какова их взаимосвязь?
23. Запишите выражения, описывающие переходные характеристики дифференцирующей и интегрирующей RC-цепей.
24. Как принято определять ширину полосы пропускания узкополосных электрических цепей?
25. Какой смысл, абсолютный или относительный, вкладывается в понятие «широкополосный сигнал»?
26. Определение линейных искажений.
27. Определение нелинейных искажений.
28. Аналитическое, временное, спектральное описание и графическое представление модулированного и фазоманипулированного сигналов:
- при амплитудном квадратичном детектировании;
 - когерентном детектировании;
 - умножении частоты;
 - преобразовании частоты;
 - автокорреляционном преобразовании.
29. Провести анализ прохождения процесса $x(t)$ через нелинейный элемент с амплитудной характеристикой $y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$ при $x(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$.
 Дать аналитическое и спектральное представления а) детектирования; б) умножения частоты; в) преобразования частоты по основному и зеркальному каналам; г) преобразования частоты по комбинационным каналам; д) интермодуляционным искажениям.
30. Рассмотреть особенности прохождения гармонического процесса через а) идеальный полосовой фильтр (ИПФ); б) одиночный резонансный контур (ОРК) при $f_c - \Delta f_p \leq \Delta f_{0,707}/2$.
31. Назовите основные элементы структурной системы радиосвязи.
32. Дайте классификацию систем радиосвязи.
33. Что такое модем?

34. Что такое кодек?
35. Что такое помехоустойчивость систем радиосвязи?
36. Назовите критерии помехоустойчивости.
37. Что такое пропускная способность системы радиосвязи?
38. Дайте классификацию сигналов по различным классификационным признакам.
39. Дайте определение корреляционной функции и перечислите ее основные свойства.
40. Какова размерность спектральной плотности мощности?
41. Сформулируйте теорему Котельникова.
42. Дайте классификацию каналов связи.
43. Назовите возможные преобразования сигналов в каналах связи.
44. Сформулируйте теорему Шеннона для канала с помехами.
45. Какой приемник дискретных сообщений называется оптимальным?
46. В чем сущность критерия оптимального наблюдателя?
47. В чем сущность критерия минимального среднего риска?
48. В чем сущность критерия Неймана-Пирсона?
49. В чем сущность критерия Вальда?
50. Какой приемник называется байесовским?
51. Что такое когерентный прием сигналов?
52. Каковы особенности реализации оптимальной процедуры приема точно известного сигнала на основе коррелятора и согласованного фильтра?
53. Что такое отношение правдоподобия?
54. Что такое импульсная характеристика и каковы ее основные свойства для согласованного фильтра?
55. Назовите свойства согласованного фильтра в частотной области.
56. Перечислите достоинства цифровых систем радиосвязи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Тихонов В. И.* Оптимальный приём сигналов. —М.: Радио и связь, 1983. —220 с.
2. *Ипатов В. П., Казаринов Ю. М., Коломенский Ю. А. и др.* Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. —М.: Сов. Радио, 1975. —296 с.
3. *Лезин Ю. С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем. —М.: Радио и связь, 1986. —280 с.
4. *Разевиг В. Д.* Система схемотехнического моделирования «Micro-Cap V». —М.: Солон, 1997. —273 с.
5. *Маковеева М. М., Шинаков Ю. С.* Системы связи с подвижными объектами: Учебное пособие для вузов. —М.: Радио и связь, 2002. —404 с.
6. *Лосев Ю. И., Берджиков А. Г., Гойхман Э. Ш. и др.* Адаптивная компенсация в каналах связи. —М.: Радио и связь, 1988. —208 с.
7. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. —М.: Радио и связь, 1985. —384 с.
8. *Закиров З. Г., Надев А. Ф., Файззулин Р. Р.* Сотовая связь стандарта GSM. —М.: Эко-Трендз, 2004. —264 с.
9. *Дятлов А. П.* Оптимизация РСПОИ: Учебное пособие. —Таганрог: ТРТУ, 1993. —33 с.
10. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. —М.: Высшая школа, 1988. —448 с.
11. *Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Коржик В. И., Назаров М. В.* Теория электрической связи: Учебник для вузов. —М.: Радио и связь, 1998. —433 с.
12. Математические основы современной радиоэлектроники / *Под ред. Л. С. Гуткина.* —М.: Сов. Радио, 1968. —206 с.
13. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. —М.: Сов. Радио, 1966. —728 с.
14. *Соловьёв Н. Н.* Измерительная техника в проводной связи. —М.: Связь, 1971. —304 с.
15. *Разевиг В. Д.* Система схемотехнического моделирования «Micro-Cap VI». —М.: Горячая линия — Телеком, 2001. —344 с.
16. *Свистов В. М.* Радиолокационные сигналы и их обработка. —М.: Сов. Радио, 1977. —448 с.

17. *Дятлов А. П., Бессонов И. В.* Прохождение детерминированных и случайных процессов через типовые радиозвенья: Учебное пособие. — Таганрог: ТРТИ, 1992. — 95 с.
18. *Рубичев Н. А.* Оценка и измерение искажений радиосигналов. — М.: Сов. Радио, 1978. — 168 с.
19. *Дятлов П. А.* Руководство пользователя пакета прикладных программ «Місго-Сар»: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям. — Таганрог: ТРТУ, кафедра РТС (http://www.rts.tsure.ru/mc_v.pdf), 2002. — 64 с.
20. *Дятлов А. П., Дятлов П. А.* Анализ и моделирование линейных цепей с постоянными параметрами: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям № 3146. — Таганрог: ТРТУ, 2001. — 56 с.
21. *Дятлов А. П.* Корреляционные устройства в радионавигации: Учебное пособие. Часть 1. — Таганрог: ТРТИ, 1986. — 89 с.
22. *Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н.* Расчёт помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. — М.: Радио и связь, 1981. — 232 с.
23. *Дятлов А. П., Дятлов П. А.* Анализ и моделирование обнаружителей сигналов.: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям № 3312. — Таганрог: ТРТУ, 2002. — 81 с.
24. *Дятлов А. П., Дятлов П. А.* Анализ и моделирование демодуляторов сигналов.: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям № 3500. — Таганрог: ТРТУ, 2003. — 83 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|---|-----|
| Предисловие..... | 3 |
| Часть 1. Модели систем радиосвязи..... | 5 |
| 1.1. Классификация и структура систем радиосвязи..... | 5 |
| 1.2. Модели радиообстановки..... | 10 |
| 1.3. Прохождение сигналов и шумов через функциональные узлы СРС..... | 21 |
| 1.4. Контрольная работа № 1 «Основные характеристики связанных сигналов» | 51 |
| 1.5. Контрольная работа № 2 «Анализ прохождения сигналов через узлы типового радиозвена»..... | 53 |
| 1.6. Лабораторные работы № 1—3 «Моделирование формирователей видео- и радиосигналов»..... | 56 |
| 1.7. Методические указания к выполнению лабораторных работ № 1—3 ... | 57 |
| 1.8. Примеры выполнения лабораторных работ (лабораторная работа № 1) | 64 |
| 1.9. Лабораторная работа № 4 «Моделирование типового радиозвена»..... | 76 |
| Часть 2. Анализ и моделирование обнаружителей сигналов..... | 82 |
| 2.1. Постановка задачи обнаружения..... | 82 |
| 2.2. Техническое задание и этапы проектирования обнаружителя..... | 90 |
| 2.3. Анализ прохождения сигнала и помехи через нелинейный элемент и интегратор | 94 |
| 2.4. Расчёт характеристик обнаружения и оптимизация параметров обнаружителей..... | 108 |
| 2.5. Контрольные работы № 3—6 «Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей» | 117 |
| 2.6. Методические указания по выполнению контрольной работы № 3 «Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей» | 120 |
| 2.7. Лабораторные работы № 4—7 «Моделирование обнаружителей и демодуляторов сигналов»..... | 123 |
| 2.8. Методические указания к выполнению лабораторных работ | 125 |
| Часть 3. Анализ и моделирование демодуляторов сигналов | 131 |
| 3.1. Помехоустойчивость системы передачи дискретных сообщений | 131 |
| 3.2. Демодуляторы АМн-, ФМн-, ЧМн-сигналов | 143 |
| 3.3. Техническое задание и этапы проектирования демодуляторов | 147 |

| | |
|---|-----|
| 3.4. Контрольная работа № 7 «Анализ характеристик помехоустойчивости демодуляторов» | 152 |
| 3.5. Лабораторные работы № 8—11 «Моделирование демодуляторов дискретных сигналов» | 154 |
| 3.6. Методические указания к выполнению лабораторных работ | 156 |
| Приложения..... | 163 |
| П1. Основные определения..... | 163 |
| П2. Контрольные вопросы для самоаттестации | 168 |
| Библиографический список..... | 171 |

Дятлов Анатолий Павлович
Дятлов Павел Анатольевич

**АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ
СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

| | |
|--------------------------------|------------------------|
| <i>Ответственный за выпуск</i> | <i>Дятлов А. П.</i> |
| <i>Редактор</i> | <i>Лунёва Н. И.</i> |
| <i>Корректор</i> | <i>Селезнёва Н. И.</i> |
| <i>Компьютерная вёрстка</i> | <i>Дятлов П. А.</i> |

ЛР № 020565 от 25 июня 1997 г. Подписано к печати
Формат 60×84¹/₁₆. Бумага офсетная.
Офсетная печать. Усл. п.л. — 11,0. Уч.-изд. л. — 10,0.
Заказ № Тираж экз.

«С»

Издательство Таганрогского государственного радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Таганрогского государственного радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1