

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ВЛАДИВОСТОКСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ЭКОНОМИКИ И СЕРВИСА



В.Н. Гряник, С.Н. Павликов,
Е.И. Убанкин

СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Рекомендовано Дальневосточным учебно-методическим
объединением в качестве учебного пособия для студентов
высших учебных заведений

Владивосток 2006

УДК 65.0
ББК 32.884
Г 20

Рецензенты: кафедра акустических приборов и технических средств судовождения Дальрыбвтуза (Технического университета), заведующий кафедрой к.т.н., профессор Карасев В.В. и кафедра гидроакустики ТОВМИ, старший научный сотрудник д.т.н., профессор Долгих В.Н.

Гряник В.Н., Павликов С.Н., Убанкин Е.И.

Г. 20. Средства радиоэлектронного наблюдения. - Владивосток: ВГУЭС. 2006. – 200 с.

Учебно-методический комплекс подготовлен для дисциплины "Средства радиоэлектронного наблюдения" и предназначен для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 210305 - "Средства радиоэлектронной борьбы". Может быть использовано для студентов по смежным специализациям и специальностям направления 210300. Обобщены достижения в теории и технике радиоэлектронного наблюдения. Рассматриваются оперативное и предварительное радиоэлектронное наблюдение, обнаружение, измерения радиотехнических параметров, сортировка и селекция, пеленгование и определение местоположения, распознавание источников излучения, построение приемных систем частотного анализа, пеленгования и измерения временных параметров излучений, управление процессами наблюдения, особенности средств воздушного, наземного, морского и космического радиоэлектронного наблюдения и их эффективность.

В работе использованы результаты научных исследований авторов. Работа может быть полезна специалистам в области радиолокации и радионавигации.

© В.Н. Гряник, С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин
© ВГУЭС, 2006

Гряник Владимир Николаевич, Павликов Сергей Николаевич,
Убанкин Евгений Иванович

Редактор Л. Д. Стрикаускас

Технический редактор И. Д. Стукалов

Подписано в печать Формат 60 x 84/ 16

Печать офсетная. Усл. Печ. Л. 12.5 Уч.-изд. л.

Тираж 300 экз. Заказ Цена «С»

Отпечатано в типографии издательства ВГУЭС.

Владивосток, ул. Гоголя, 41

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	6
1.1. <i>ОБЩАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ</i>	6
1.2. <i>ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ</i>	7
ГЛАВА 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ОБНАРУЖЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ, СЕЛЕКЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ	15
2.1. <i>СОДЕРЖАНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ ОБНАРУЖЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ, СЕЛЕКЦИИ, РАЗЛИЧЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ</i>	15
2.2. <i>РАЗЛИЧЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ</i>	17
2.2.1. Статистические критерии различения детерминированных сигналов.	17
2.2.2. Правила оптимального различения и обнаружения.	19
2.3. <i>РАЗЛИЧЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ</i>	23
2.4. <i>ФУНКЦИЯ И ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ ПРИ РАЗЛИЧЕНИИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ АДДИТИВНОГО НОРМАЛЬНОГО ШУМА</i>	25
ГЛАВА 3. МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗЛИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ	29
3.1. <i>ОБНАРУЖЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО СИГНАЛА</i>	29
3.2. <i>ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ</i>	32
3.3. <i>ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ</i>	37
3.4. <i>ОБНАРУЖЕНИЕ ПАКЕТОВ ИМПУЛЬСОВ</i>	37
3.5. <i>ОБНАРУЖЕНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ</i>	41
ГЛАВА 4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	44
4.1. <i>СОДЕРЖАНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ</i>	44
4.2. <i>БАЙЕСОВСКИЕ ОЦЕНКИ СЛУЧАЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ</i>	45
4.3. <i>КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ НЕСЛУЧАЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ И ГРАНИЦА КРАМЕРА-РАО</i>	49
4.4. <i>ОЦЕНКИ ПО МАКСИМУМУ ПРАВДОПОДОБИЯ</i>	51
4.5. <i>ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИСПЕРСИЙ ОЦЕНОК И ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ</i>	52
4.6. <i>ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ФИЛЬТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ</i>	53
ГЛАВА 5. РАЗРЕШЕНИЕ СИГНАЛОВ	58
5.1. <i>ПОНЯТИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ</i>	58
5.2. <i>ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В ТЕОРИИ РАЗРЕШЕНИЯ</i>	61
5.3. <i>РАЗРЕШЕНИЕ ПО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ, ПРОСТЫЕ И СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ</i>	63
5.4. <i>ВИДЫ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ</i>	66
5.5. <i>РАЗРЕШЕНИЕ ПО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ И ЧАСТОТЕ</i>	68
ГЛАВА 6. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ	72
6.1. <i>КЛАССИФИКАЦИЯ СТАНЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ</i>	72
6.2. <i>СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА СРЕДСТВАМИ РЭН</i>	79
6.3. <i>КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ, ИХ ТАКТИЧЕСКИЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ</i>	85
6.3.1. Классификация радиоэлектронных средств	85
6.3.2. Основные тактические характеристики СРН	86
6.3.3. Основные технические характеристики	88
6.4. <i>КОДОВОЕ ОБОЗНАЧЕНИЕ РЭС США</i>	89

ГЛАВА 7. ОБЛАСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОСИСТЕМ	92
7.1. <i>Дальность действия радиолинии</i>	92
7.2. <i>Обобщенное уравнение дальности радиоэлектронного наблюдения в свободном пространстве</i>	93
7.3. <i>Погрешности измерения радионавигационного параметра</i>	94
7.4. <i>Поиск сигналов по угловым координатам, дальности и скорости</i>	96
ГЛАВА 8. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ	100
8.1. <i>Методы измерения угловых координат</i>	100
8.2. <i>Точность и разрешающая способность радиосистем при пространственно-временной обработке</i>	102
8.3. <i>Радиотехнические методы измерения координат и их производных</i>	104
8.4. <i>Радиотехнические методы пространственной селекции</i>	110
ГЛАВА 9 . МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ РАДИОПОМЕХ	120
9.1. <i>Методы защиты от пассивных помех</i>	120
9.2. <i>Методы защиты от активных радиопомех</i>	121
ГЛАВА 10. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ	123
10.1. <i>Комплексы радиоконтроля УП «БелГИЭ»</i>	123
10.2. <i>Трехкоординатная станция радиотехнической разведки «ВЕГА»</i>	128
10.3. <i>Приемные центры радиосвязи и радиовещания в системе управления использованием радиочастотного спектра</i>	131
10.3.1. <i>Назначение и задачи</i>	131
10.3.2. <i>Обработка информации в комплексах радионаблюдения</i>	134
10.4. <i>Приемник "СИГМА"</i>	138
10.5. <i>Комплекс разведки и управления "Кольчуга"</i>	139
10.6. <i>Приемник ближней зоны "СКОРПИОН-3"</i>	142
10.7. <i>Применение средств радиоэлектронного наблюдения в обеспечении подготовки и ведения наступательной операции многонациональных сил против Ирака</i>	142
10.8. <i>Средства радиолокационного дозора и дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО)</i>	144
10.9. <i>Средства РЛР с синтезированной апертурой</i>	148
ГЛАВА 11. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СРЕДСТВ РРТР	154
11.1. <i>Работа средств РЭН в сложной сигнальной обстановке</i>	154
11.2. <i>Потенциальные характеристики обнаружения сигналов средствами РЭН в сложной сигнальной обстановке</i>	155
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	167
ПЕРЕЧЕНЬ ВОПРОСОВ ДЛЯ ИТОГОВОГО КОНТРОЛЯ	168
ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ	169
ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ	170
МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ	171
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	197
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	198
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	199

ВВЕДЕНИЕ

Начало XXI века ознаменовано небывалым ростом информатизации всех сфер жизни человека и общества. В мире продолжается бурное развитие и внедрение новых информационных технологий (ИТ), определяющих результат исторического соперничества на мировой арене. Феномен информации, смысл которой еще до конца не осознан, оказывает решающее влияние на темпы развития государств и цивилизации в целом. Поэтому неслучайно информация вышла на уровень стратегического национального ресурса, а ИТ считаются одним из основных богатств страны. Соперничество в области ИТ приобрело форму активной борьбы, которую называют информационной, поскольку она использует специальные способы для воздействия на свою и противостоящую стороны информационные среды для достижения поставленных целей. Дисциплина «Средства радиоэлектронного наблюдения» является составной частью блока дисциплин по образовательной программе «Радиоэлектронная борьба». Радиоэлектронную борьбу (РЭБ) определяет как совокупность взаимосвязанных по цели, задачам, месту и времени мероприятий, действий, направленных на выявление радиоэлектронных средств и систем противника (РЭС), на их подавление (РЭП), а также на радиоэлектронную защиту (РЭЗ) своих радиоэлектронных систем и средств от средств РЭП. Понятие РЭБ включает и радио - радиоэлектронную разведку (РРЭР), а иначе радиоэлектронное наблюдение (именно она выявляет РЭС противника и добывает о них сведения, нужные для РЭП), а также радиоэлектронную маскировку (РЭМ), противостоящую радиоэлектронной разведке противника, и радиоэлектронную защиту РЭЗ от РЭП. В современных условиях в радиоэлектронных технологиях в конфликтное взаимодействие вовлечены информационные системы всех известных классов: передачи и извлечения информации, радиоуправления и разрушения информации. Эти системы работают во всех диапазонах волн. Проблема РЭБ во многом связаны с проблемами радиоэлектронного наблюдения (РЭН). Основное внимание в данном учебном пособии уделяется принципам построения систем и средств радио – и радиоэлектронной разведки, техническим решениям при проектировании таких средств и, разумеется, обсуждению основных показателей качества средств, создаваемых для ведения РЭН. Сегодня нельзя представить себе деятельность человека в море, в воздухе и космосе без радиоэлектронного наблюдения, поэтому в данное понятие некоторые авторы включают и радиолокационную разведку. Данное учебное пособие позволяет получить представление о методах и аппаратуре радио – радиотехнической и радиолокационной разведки. Актуальность такой аппаратуры возросла в условиях возросшей террористической опасности. В работе использованы результаты научных исследований авторов. Работа может быть полезна специалистам в области радиоэлектронной борьбы.

ГЛАВА 1. ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

1.1. ОБЩАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Терминами «радиотехнические» или «радиоэлектронные» обычно подчеркивают специфику тех информационных систем, в которых функции переносчиков сообщений между пространственно разнесенными пунктами выполняют электромагнитные волны радиодиапазона. В общем виде структурная схема любой радиотехнической системы (РТС) имеет вид, показанный на рис. 1.1

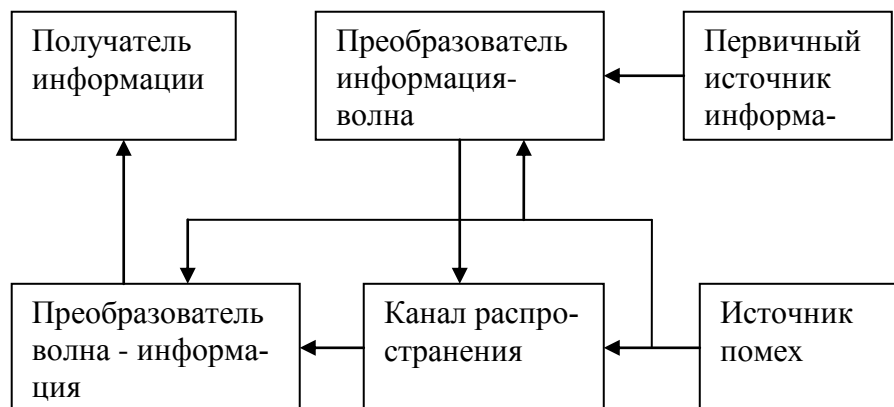


Рис. 1.1. Структурная схема РТС

Отправитель, в распоряжении которого имеется информация от первичного источника, «закодированная» в значениях конкретных физических величин (например, уровня и высоты звука в радиовещании, интенсивности и цвета элемента изображения в телевидении и др.), с помощью преобразователя информация - волна взаимно однозначно отображает сообщение первичного источника в значения параметров (интенсивности, частоты, фазы и т. п.) радиоволн, посылаемых в канал распространения. Названное преобразование может быть продуктом осознанных действий отправителя, как, например, в системах передачи информации, в частности в вещании, и тогда роль преобразователя сообщение - волна отводится передающему устройству, включающему в себя модулятор и передатчик. Возможен, однако, и такой вариант, когда сообщение «управляет» параметрами радиоволн независимо от воли отправителя, так происходит, например, в радиолокации, где координаты лоцируемой цели автоматически преобразуются во время запаздывания и направление прихода отраженных от нее радиоволн. Взаимно однозначная связь параметров волны с передаваемым сообщением позволяет на приемной стороне применить обратное преобразование волна - информация, придав принятой информации ту конкретную форму, которая требуется получателю. Обычный набор элементов, из которых состоит преобразователь волна – информация: антенная система, приемник, демодулятор и др.

Наряду с радиоволнами, несущими полезную информацию, РТС воздействуют и помехи различной природы. Существуют виды помех, искажающих передаваемые электромагнитные колебания уже в канале распространения. К числу таковых относятся атмосферные, обусловленные грозовыми разрядами и изменчивостью физических свойств атмосферы; индустриальные, связанные с эксплуатацией электроустановок различного назначения; межсистемные, создаваемые посторонними радиосредствами и неизбежные вследствие тесноты в частотном диапазоне; преднамеренные, умышленно излучаемые объектами, противодействующими той или иной РТС. Кроме того, помехи возникают на приёмной и передающей сторонах, так как процессу преобразования волны в сообщение всегда сопутствуют шумы антенно-фидерного тракта и внутренние шумы аппаратуры.

Диалектика прогресса радиоэлектроники такова, что, сколь бы внушительными ни выглядели успехи в нейтрализации помех путем непосредственного воздействия на их источники (разработка новых образцов малошумящей приемоусилительной техники, совершенствование мероприятий по регламентации радиосвязи и электромагнитной совместимости и пр.), требования к качеству передачи и извлечения информации в РТС растут опережающими темпами. К тому же источники ряда помех, например атмосферных, вообще неподвластны ни создателям РТС, ни регламентирующим органам. Поэтому первоочередной заботой разработчика любой РТС является достижение необходимой помехоустойчивости, т. е. достаточного иммунитета в отношении тех или иных помех. Важнейшие количественные показатели помехоустойчивости будут изучаться в последующих главах.

1.2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

Физические явления, колебания, процессы, осуществляющие перенос информации, называют сигналами, и так как радиотехнике сообщения передаются посредством радиоволн, т. е. электромагнитного поля, то за ним и следовало бы закрепить наименование «сигнал». Поскольку поле математически описывается скалярной (напряженностью) или векторной (при учете поляризационных эффектов) функцией времени и пространственных координат, сигнал в РТС является пространственно-временным, задаваемым зависимостью $s(t, r)$, в которой r - радиус-вектор рассматриваемой точки трехмерного пространства.

Помехи, упоминавшиеся ранее, есть не что иное, как некоторое вредное поле $x(t, r)$, взаимодействующее с сигналом $s(t, r)$, продуктом чего оказывается результирующее поле $y(t, r) = F[s(t, r), x(t, r)]$, где $F[\bullet, \bullet]$ - оператор, описывающий закон взаимодействия сигнала и помехи $s(t, r)$ и $x(t, r)$ могут складываться, скалярно или векторно перемножаться и т. д.). Наблюдатель, т. е. приемная сторона, воспринимает именно результирующее поле $y(t, r)$.

В силу своей недетерминированности, непредсказуемости помеха раз-

рушает однозначную связь поля, наблюдаемого в данной области пространства, с переносимым им сообщением, так что у приемной стороны могут возникать сомнения в достоверности получаемых ею сведений. Статистическая теория РТС как раз и призвана вооружить специалиста умениям строить систему так, чтобы, используя имеющиеся средства, максимизировать помехоустойчивость РТС, в наибольшей степени защитить обрабатываемую информацию от искажающего влияния помех.

В принципе статистическая теория РТС позволяет ответить на вопрос о том, как наилучшим образом использовать пространственные, и временные свойства сигналов и помех, т. е. наиболее эффективно скомпоновать элементы приемных и передающих антенн (например, фазированных решеток) в отведенных областях пространства и в то же время оптимально сформировать и обработать все подводимые к антеннам и снимаемые с них электрические колебания. Нередко, однако, разработчик довольствуется и менее общими решениями, игнорирующими пространственные свойства сигналов и помех и оперирующими лишь с их временными характеристиками. Так происходит, например, в ситуациях, когда конфигурации антенных систем заданы заранее и не варьируются в процессе создания РТС либо когда функции формирования и обработки полей по времени и пространственным координатам удастся разделить. Это допустимо в том случае, когда выполнено условие узкополостности пространственно-временного сигнала, означающее, что минимальная длина волны модулирующего колебания значительно больше раскрытия антенны. В этой постановке в качестве сигнала, помехи и результирующего эффекта их взаимодействия на приемной стороне рассматриваются уже не поля, а электрические колебания, наведенные соответствующими полями в приемной антенне. Таким образом, пространственно-временные колебания $s(t, \gamma)$, $x(t, \gamma)$ и $y(t, \gamma)$ заменяются временными зависимостями $s(t)$, $x(t)$ и $y(t)$, причем

$$y(t) = F[s(t), X(t)]. \quad (1.1)$$

Таким образом, под сигналом далее будем понимать функцию времени, в которую тем или иным способом «вложено» передаваемое сообщение. Приемной стороне (наблюдателю) сигнал доступен лишь в смеси с помехой, т. е. в виде колебания (1.1). Важнейшая задача теории - научить наблюдателя оптимально, т. е. с наивысшей достоверностью и минимуме ресурсов извлекать информацию, вложенную в сигнал, содержащийся в $y(t)$. Под извлечением информации понимают такие процедуры, как обнаружение, оценка параметров, фильтрация и т. д., однако все они, в конечном счете, сводятся к различению сигналов, т. е. к установлению того, какой из возможных сигналов присутствует в $y(t)$. Выполнив различение, наблюдатель, осведомленный заранее об алгоритме «вложения» сообщения в сигнал, т. е. о законе соответствия сигналов сообщениям, узнает и само сообщение.

В ряде случаев (пассивная локация, радиоразведка, радиоастрономия и т. п.) отправитель сообщения независим от создателя или пользователя

РТС. При этом приложение статистической теории ограничено задачами оптимального приема (извлечения информации). В других случаях (полу-активная локация, передача информации, радионавигация, управление) от-правитель в той или иной мере подчинен разработчику и последний обязан придерживаться системного подхода, предусматривая совместно с опти-мальным приемом рациональный выбор, как самих сигналов, так и спосо-бов кодирования, т. е. сопоставления сигналов сообщениям.

Проблеме оптимального выбора сигналов и способов кодирования в статистической теории РТС принадлежит исключительное место, поскольку от грамотности и обоснованности соответствующих решений при соз-дании конкретных РТС существенно зависят и тактические, и технические, и экономические показатели последних. Вместе с тем логика оптимизации сигналов непостижима в отрыве от теории оптимального приема, поэтому далее вопросы оптимизации сигналов изучаются в общем контексте с раз-личением, оценкой параметров и разрешением сигналов.

Наряду с временным описанием сигнала широко применяют и частот-ное, т. е. преобразование Фурье в комплексном гармоническом базисе. В обозначении Фурье-спектра сигнала $s(\gamma)$ аргумент времени заменён аргу-ментом циклической частоты f , а над символом s поставим знак \sim (тильда):

При описании радиосигналов будем использовать традиционные по-нятия огибающей $S(t)$ и фазы $\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t)$, причем

$$s(t) = S(t) \cos \Phi(t). \quad (1.2)$$

Гильбертова огибающая определяется как длина вектора с компонен-тами $s(t)$ и $s_{\perp}(t)$:

где $s_{\perp}(t) = S(t)\sin\Phi(t)$ - преобразование Гильберта сигнала $s(t)$. По-следнее есть реакция на $s(t)$ четырехполосника (гильбертова фильтра) с коэффициентом передачи $\tilde{h}(f) = -j \operatorname{sign} f$, не вносящего амплитудных ис-кажений и сдвигающего фазы всех гармонических составляющих $s(t)$ на один и тот же угол - $\pi/2$:

$$s_{\perp}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} (-j \operatorname{sign} f) \tilde{s}(f) \exp(j2\pi f t) dt, \quad (1.3)$$

где $\operatorname{sign} x = 1$ при $x \geq 0$ и $\operatorname{sign} x = -1$ при $x < 0$.

Во временной области преобразование Гильберта (1.3) может быть выражено соотношениями

$$s_{\perp}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\theta)}{t - \theta} d\theta; \quad s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tilde{s}(\theta)}{t - \theta} d\theta. \quad (1.4)$$

После того как огибающая $S(t)$ определена, аргумент косинуса в (2) - гильбертова полная фаза находится из равенства $\cos \Phi(t) = s(t)/S(t)$, при-чем в $\Phi(t)$ за несущую или центральную частоту сигнала, как правило, принимают «центр тяжести» энергетического спектра на положительной

полуоси частот

$$f_0 = \frac{\int_0^{\infty} f |\tilde{s}(f)|^2 df}{\int_0^{\infty} |\tilde{s}(f)|^2 df} \quad (1.5)$$

Отметим, что указанным способом гильбертова огибающая $S(t)$, центральная частота f_0 и текущая начальная фаза $\varphi(t)$ определяются однозначно. Однако физическую наглядность они приобретают лишь для узкополосных сигналов, ибо именно в этом случае функции $S(t)$ и $\varphi(t)$ совпадут с теми законами управления амплитудой и фазой, которые используются в модуляторе при формировании радиосигнала с несущей f_0 .

Решение многих задач упростится, если прибегнуть к комплексному представлению радиосигналов, в частности аналитическому сигналу $\dot{s}(t) = s(t) + js_{\perp}(t) = S(t) \exp(j\Phi(t)) = \dot{S}(t) \exp(j2\pi f_0 t)$,

где $\dot{S}(t) = S(t) \exp(\Phi(t))$ - гильбертова комплексная огибающая, учитывающая законы изменения во времени и амплитуды сигнала и начального фазового угла его несущей. Очевидно, действительный физически наблюдаемый сигнал

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\dot{s}(t) \right] = \operatorname{Re} \left[\dot{S}(t) \exp(j2\pi f_0 t) \right] \quad (1.7)$$

Рассмотрим кратко описание помех. Как отмечалось, помеху $x(t)$ следует интерпретировать как непредсказуемый, вероятностный (случайный) процесс, так как устранение влияния полностью детерминированной помехи, по крайней мере, с теоретической точки зрения, является тривиальной задачей. В последующих главах основное внимание сосредоточено на поиске оптимальных способов извлечения информации из наблюдаемого случайного (в силу случайности помехи) колебания (1.1). Для этого традиционной корреляционной теории случайных процессов, опирающейся на корреляционные функции и спектры мощности, недостаточно, и требуется такое описание помехи, которое позволило бы «рассортировать» ее реализации по признаку их вероятности. Такое описание возможно с помощью многомерных плотностей вероятности (ПВ) случайных процессов, суть которых поясняется следующим образом. Пусть в моменты времени t_i берутся отсчеты (сечения) x_i случайного процесса $x(t)$. Очевидно, x_1, x_2, \dots, x_n — система n случайных величин, т. е. n -мерный случайный вектор, для определенности вектор-столбец $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$, где T - символ транспонирования. Случайный вектор x статистически полностью описывается ПВ $W(x)$ (совместной ПВ n случайных величин), и так как в нашем случае x состоит из отсчетов $x(t)$, то $W(x)$ назовем n -мерной ПВ случайного процесса $x(t)$. Так как произведение $W(x) dx_1 dx_2 \dots dx_n$ есть вероятность того, что в момент времени t_1 реализация процесса $x(t_1)$ пройдет сквозь бесконечно узкое окно $[x_1, x_1 + dx_1]$ в момент времени t_2 аналогично для своего индекса - 2 и т.д. то

n-мерные ПВ при достаточно большом числе сечений n содержат сведения о вероятности того или иного поведения процесса $x(t)$. Однако с точки зрения дальнейших построений еще более продуктивной оказывается предельная форма n-мерной ПВ, получаемая из $W(x)$ при n стремящемся к бесконечности. Пусть интервал наблюдения процесса $x(t)$ имеет конечную длительность T , а число сечений n неограниченно возрастает, причем разность соседних временных отчетов стремится к нулю. Тогда предел ПВ $W(x)$ будет характеризовать вероятность прохождения реализации $x(t)$ через изогнутый бесконечно узкий «коридор» шириной $dx(t)$, образованный слившимися в две бесконечно близкие линии границами окон. Полагая любые реализации, оказавшиеся в этом коридоре, неразличимыми, т. е. за

$$W(x(t)) = \lim_{n \rightarrow \infty} W(x)$$

одну, можно считать, что предел является вероятностной мерой отдельных реализаций процесса $x(t)$, т. е. осуществляет упомянутую сортировку реализаций по вероятностям. Этот предел принято называть функционалом плотности вероятности случайного процесса. В математике функционал - любая функция, отображающая некоторое заданное множество функций на числовую ось: функционал ПВ каждой конкретной функции $x(t)$ из заданного множества (ансамбля реализаций рассматриваемого процесса) ставит в соответствие число $W(x(t))$, характеризующее вероятность ее появления.

Рассмотрим случайный n-мерный вектор $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$, компоненты которого имеют нулевые средние (математические ожидания). Пусть K_{ik} - корреляционный момент i-го и k-го компонентов x , т. е. среднее значение их произведения: $K_{ik} = \overline{x_i x_k}$

Понятно, что $K_{ik} = K_{ki}$, $K_{ik} = \overline{x_i^2}$ - дисперсия x_i , поэтому корреляционная матрица $K = \|K_{ik}\|$ составленная из корреляционных моментов по пра-

вилу $K = \begin{vmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{1n} \\ K_{21} & K_{22} & K_{2n} \\ K_{31} & K_{32} & K_{3n} \end{vmatrix}$ оказывается симметрической, причем главную ее диагональ образуют дисперсии всех компонентов.

Предположим, что K — невырожденная матрица, а следовательно, ее определитель $\det K \neq 0$ и обратная ей матрица K^{-1} существует. Пусть K_{ik}^{-1} — элемент i-й строки и k-го столбца матрицы K_{ik}^{-1} . Рассмотрим выражение вида $x^T K^{-1} x$. Оно представляет собой результат умножения симметрической матрицы на столбец справа и строку, полученную транспонированием этого столбца, слева, т. е. скаляр, называемый квадратичной формой:

$$x^T K^{-1} x = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n x_i K_{ik}^{-1} x_k \quad (1.8)$$

Значение данной квадратичной формы случайно вследствие случай-

ности x , причем, как можно показать, форма (8) неотрицательна при любых x . Случайный вектор называют нормальным или гауссовским, если его ПВ экспоненциально убывает с ростом значения квадратичной формы (1.8). С учетом условия нормировки ПВ такого вектора (n -мерный нормальный или гауссовский закон) имеет вид

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \det K}} \exp\left(-\frac{1}{2} x^T K^{-1} x\right) \quad (1.9)$$

Это определение распространяется и на векторы с ненулевыми средними значениями компонентов. Нормальным можно называть любой вектор, который после центрирования (вычитания $\overline{y(t)}$) подчиняется закону (1.9).

Компоненты нормального случайного вектора называются совместно нормальными случайными величинами.

Справедливы следующие утверждения: любые r случайных величин, выбранных из n совместно нормальных, также совместно нормальны; из некоррелированности совместно нормальных случайных величин следует их независимость; линейное преобразование нормального вектора, т. е. результат умножения его слева на детерминированную матрицу, - вновь нормальный вектор; сумма нормальных векторов - нормальный вектор.

Рассмотрим случайный процесс $y(t)$ с корреляционной функцией $K(t, t+\tau)$. Любой нормальный процесс полностью описывается математическим ожиданием $\overline{y(t)}$ и корреляционной функцией $K(t, t+\tau)$, причем из стационарности нормального процесса в широком смысле следует и строгая стационарность. Действительно, зная $y(t)$ и $K(t, t+\tau)$, можно построить вектор средних и корреляционную матрицу для любых n сечений, т. е. вычислить ПВ (1.9) любой совокупности отсчетов процесса, а следовательно, определить сколь угодно точно вероятность любого его поведения. Кроме того, стационарность в широком смысле означает, что $\overline{y(t)} = const$, а $K(t, t + \tau)$ зависит только от τ , но не от t . Поэтому для любого набора сечений вектор средних $\overline{y(t)}$ будет всегда иметь равные одной и той же константе компоненты, а корреляционная матрица K будет зависеть лишь от n и взаимного расположения моментов времени и оставаться неизменной при всяком «дружном» сдвиге всех сечений по оси t . Таким образом, для стационарного в широком смысле процесса закон (1.9) инвариантен к началу отсчета t , что и означает строгую стационарность $y(t)$.

Повышенное внимание, проявленное к нормальным процессам, объясняется тем, что реальная радиопомеха часто оказывается суперпозицией большого числа некоторых элементарных случайных колебаний и ее многомерные ПВ удается аппроксимировать нормальным законом на основании центральной предельной теоремы теории вероятностей. Напомним, что смысл последней сводится к утверждению о нормализации суммы случайных слагаемых с произвольными ПВ по мере увеличения их числа.

В большинстве рассматриваемых далее задач моделью помехи будет нормальный стационарный дельта-коррелированный процесс $n(t)$, или, что то же самое, белый шум. Для такого процесса $K(t, t+\tau) = K(\tau) = (N_0/2) \delta(\tau)$,

где $N_0/2$ - двусторонняя спектральная плотность, не зависящая от частоты; $\delta(\tau)$ - дельта-функция.

Несмотря на то, что белый шум - неосуществимая в реальности абстракция (его дисперсия, т. е. средняя мощность, бесконечна), ценность этого понятия и для теории, и для практики велика. Дело в том, что объектом внимания в прикладных дисциплинах являются не столько сами по себе случайные процессы, сколько реакция на них тех или иных физических систем. Любая же реальная система обладает конечной полосой пропускания, и потому при ее исследовании произвольный случайный процесс (шум) со спектром, равномерным в пределах этой полосы, можно заменить белым шумом, не внося погрешности, поскольку добавленные внеполосные составляющие никакого воздействия на систему не окажут.

Обратная корреляционная функция белого шума $K^{-1}(t_1, t_2) = (2/N_0) \delta(t_2 - t_1)$, ПВ белого шума

$$W(x(t)) = c \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt \right], \quad (1.10)$$

где c - предел множителя перед экспонентой в (1.9).

Таким образом, «вероятность» реализации белого шума тем меньше, чем больше ее энергия на интервале наблюдения $[0, T]$.

Выводы по главе:

1. Статистическая теория РЭС позволяет ответить на вопрос о том, как наилучшим образом использовать пространственные, и временные свойства сигналов и помех, т. е. наиболее эффективно скомпоновать элементы приемных и передающих антенн (например, фазированных решеток) в отведенных областях пространства и в то же время оптимально сформировать и обработать все подводимые к антеннам и снимаемые с них электрические колебания.

2. Преобразование Гильберта сигнала $s(t)$ - есть реакция на сигнал $s(t)$ четырехполосника (гильбертова фильтра) с коэффициентом передачи $\tilde{h}(f) = -j \operatorname{sign} f$, не вносящего амплитудных искажений и сдвигающего фазы всех гармонических составляющих $s(t)$ на один и тот же угол - $\pi/2$;

3. Взаимодействие между сигналами и помехами носит сложный характер, который в определенных условиях можно интерпретировать как аддитивный, мультипликативный или комплексный.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Какой смысл вкладывается в радиотехнике в термины «сигнал», «помеха», «помехоустойчивость»?

Вопрос 2. Для каких функций существует интеграл Фурье?

Вопрос 3. Рассматривая преобразование Гильберта как интеграл наложения (свертки, Дюамеля), покажите физическую нереализуемость гильбертова фильтра.

Вопрос 4. Объясните смысл функционала ПВ случайного процесса и его преобладание по отношению к многомерным ПВ.

Вопрос 5. Какие детерминированные векторно-матричные величины и в каком количестве полностью описывают вероятностные свойства нормального случайного вектора?

Вопрос 6. Что такое обратная корреляционная функция и как она участвует в вероятностном описании гауссовского случайного процесса?

Вопрос 7. Что представляет собой обратная корреляционная функция белого гауссовского шума?

Задание для самостоятельной работы

1. Составьте логическую схему базы знаний по данной главе и при дальнейшем изучении свяжите её с такими же логическими схемами.
2. Выпишите все условные обозначения, используемые в формулах, и их определения.

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1 – 2; дополнительной: 3 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ОБНАРУЖЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ, СЕЛЕКЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ

2.1. СОДЕРЖАНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ ОБНАРУЖЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ, СЕЛЕКЦИИ, РАЗЛИЧЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ

Несмотря на многообразие целевых назначений, видов и принципов работы современных радиоэлектронных систем, в их функционировании можно выделить целый ряд операций, поддающихся унифицированному исследованию: процедуры обнаружения, измерения, селекции, распознавания и различения сигналов.

Под обнаружением сигнала в радиоэлектронике понимают анализ принятого колебания $y(t)$, завершающийся вынесением решения о наличии или отсутствии в нем некоторой полезной составляющей, которую и называют сигналом. Различение M сигналов определяют как анализ принятого колебания $y(t)$, заканчивающийся принятием решения о том, какой именно из M сигналов, принадлежащих указанному заранее множеству присутствует в $y(t)$. Нетрудно видеть, что обнаружение сигнала есть частный случай различения двух сигналов, один из которых равен нулю на всем интервале наблюдения. Аналогично можно свести к задачам различения и все другие разновидности задач радиоэлектронных информационных систем. Характерными практическими примерами выполнения указанных действий являются обнаружение сигналов опорных маяков в радионавигации, различение M передаваемых посылок в системах цифровой связи и т. д.

Вероятностный характер наблюдаемого колебания $y(t)$ приводит к тому, что любой различитель или обнаружитель, сколь бы тщательно он ни был спроектирован, не застрахован от ошибок. Таким образом, любой различитель время от времени выносит решения, не соответствующие действительности, считая, что в наблюдаемом колебании присутствует k -й сигнал, тогда как в действительности в $y(t)$ содержится i -й сигнал. Разрабатывая тот или иной различитель, следует стремиться так выбрать стратегию его работы, чтобы вредные последствия, связанные с указанными ошибками, были минимальными. В поисках подобных стратегий инженеры обращаются к теории статистических решений (выводов), точнее к разделу этой теории, посвященному проверке гипотез.

Теория проверки гипотез служит методологическим базисом всех исследований по обнаружению и различению сигналов. Незначительно адаптируя язык теории статистических решений к форме, более привычной для радиоспециалистов, можно так сформулировать задачу проверки M гипотез. Пусть наблюдаемое колебание $y(t)$ является реализацией случайного процесса, который имеет распределение W_y , т. е. n -мерную ПВ $W(y)$ [либо функционал ПВ $W(y(t))$], принадлежащее одному из M непересекающихся классов W_i . Необходимо, пронаблюдав реализацию $y(t)$, решить, какому из классов принадлежит W_y . Предположение о том, что W_y принадлежит W_i ,

называют гипотезой $H_i: W_y \in W_i$. Решения, являющиеся результатом проверки гипотез, будем далее обозначать \hat{H}_i где $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ - номер гипотезы, истинность которой декларируется принятым решением. Частный случай $M=2$ называют двухальтернативным или проверкой гипотезы H_0 относительно альтернативы H_1 . Если $M>2$, то проверку гипотез называют многоальтернативной. Параллели между проверкой гипотез и различением сигналов в радиотехнике очевидны, если учесть, что, согласно (1), анализируемое различителем колебание $y(t)$ является результатом взаимодействия присутствующего в нем сигнала $s(t)$ с мешающим случайным процессом (помехой, шумом) $x(t)$: $y(t) = F[s(t), x(t)]$. От того, какой из M возможных сигналов присутствует в $y(t)$, зависит ПВ ансамбля, которому принадлежит $y(t)$, так что каждому $S_i(t)$ соответствует некоторый класс W_i распределений ансамбля, представляемого $y(t)$. Таким образом, гипотезы H_i , в терминах различения сигналов трактуются как предположения о наличии i -го (и только i -го) сигнала в $y(t)$ ($H_i: y(t) = F[s_i(t), x(t)]$). При этом решения \hat{H}_i , одно из которых служит итогом процедуры различения, есть утверждения о том, что в принятом колебании содержится именно i -й сигнал. В частном случае обнаружения гипотезы H_0 и H_1 выражают предположения об отсутствии и наличии сигнала в $y(t)$: соответственно решения \hat{H}_0 и \hat{H}_1 означают утверждение, что сигнала в $y(t)$ нет или сигнал в $y(t)$ есть. Идентичность содержания задач проверки гипотез и различения сигналов объясняет прямое использование терминологии теории решений в литературе по обнаружению и различению сигналов.

Как отмечалось, проектировщики ищут в теории решений ответы на вопрос об оптимальных в определенном смысле действиях при различении сигналов. В свою очередь, рекомендации, даваемые теорией проверки гипотез, в сильной степени зависят от мощности и способа задания классов W_i отвечающих гипотезам H_i . Гипотезу H_i называют простой, если класс W_i , содержит одно и только одно распределение. Любую другую гипотезу называют сложной. M сложных гипотез называют параметрическими, если соответствующие им классы отличаются друг от друга только значениями конечного числа параметров одного и того же распределения, описываемого известным законом. В противном случае гипотезы именуют непараметрическими. Так, два класса W_0 и W_1 состоящие только из нормальных одномерных ПВ

$$W(y) = (2\pi\sigma^2)^{-1/2} \exp \left\{ -(y-a)^2 / (2\sigma^2) \right\},$$

причем в W_0 входят все $W(y)$ с нулевым средним, $a = 0$ и любыми дисперсиями $\sigma^2 > 0$, а в W_1 - с положительным средним, $a > 0$ и $\sigma^2 > 0$, отвечают двум параметрическим гипотезам H_0 и H_1 . В то же время классы W_0 и W_1 содержащие все симметричные и несимметричные одномерные ПВ, соответствуют двум непараметрическим гипотезам H_0 и H_1 , так как эти клас-

сы различаются более чем значениями конечного числа параметров фиксированной ПВ. Далее рассмотрим только те задачи различения сигналов, которые удастся свести к проверке простых гипотез. Таковыми, в частности, являются различение детерминированных сигналов, а также сигналов со случайными распределенными по известному априори закону параметрами.

2.2. РАЗЛИЧЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

2.2.1. Статистические критерии различения детерминированных сигналов.

Для того чтобы задача поиска, или синтеза, оптимальных правил различения сигналов обрела математическую содержательность, необходимо, прежде всего, задаться некоторым формальным показателем (критерием) качества различения, т. е. количественной мерой, суммирующей ущерб, наносимый ошибочными решениями.

В тех задачах, которые удастся свести к проверке простых гипотез, продуктивным оказывается критерий минимума среднего риска, называемый также критерием Байеса. Для того чтобы наиболее наглядно ввести связанную с ним систему понятий и терминов, обратимся к конкретному примеру различения M детерминированных сигналов $s_0(t), S_1(t), \dots, S_{M-1}(t)$, на фоне помех с полностью заданным статистическим описанием, т. е. с точно известной ПВ любой размерности или с точно известным функционалом ПВ. В рамках такой модели различения ПВ любой размерности или функционал ПВ наблюдаемого колебания $y(t)$ при условии, что в $y(t)$ входит сигнал с номером i , - некоторая вполне определенная функция, вид которой зависит лишь от номера i . При этом имеется M классов, содержащих по одному распределению, т. е. различение сигналов состоит в проверке простых гипотез.

Предположим, что известна вероятность p_i присутствия в $y(t)$ сигнала $s_i(t)$. Эту вероятность называют априорной (доопытной), поскольку она отражает сведения, которыми располагает наблюдатель, еще не имея в распоряжении реализации $y(t)$, и показывает, насколько часто при длительной эксплуатации изучаемой системы можно ожидать появления $s_i(t)$ в $y(t)$. Для систем M -ичной цифровой связи, например, вероятность p_i характеризует среднюю частоту, с которой $s_i(t)$ посылается в канал. Очевидно, вероятность p_i , - можно назвать и априорной вероятностью истинности H_i записав

$p_i = P(H_i)$. При этом p_i подчинены условию нормировки $\sum_{i=0}^{M-1} p_i = 1$ ибо события H_0, \dots, H_{M-1} составляют полную группу несовместных событий.

Предположим, что $p_{ik} = P(H_k/H_i)$ - условная вероятность перепутывания i -го сигнала с k -м, т. е. принятия решения \hat{H}_k - о присутствии $s_k(t)$ в $y(t)$ при условии, что истинна H_i [в $y(t)$ содержится $s_i(t)$]. Следовательно, множество вероятностей p_{ik} при $i \neq k$ составляет набор условных вероятностей всех ошибочных решений. Эти вероятности для любого фиксирован-

ного способа различения сигналов можно вычислить, так как помехи считаются полностью статистически заданными.

Введем M^2 неотрицательных величин Π_{ik} , каждая из которых характеризует риск (потери, ущерб) от перепутывания i -го сигнала с k -м. При этом правильные решения считаются не наносящими ущерба, так что $\Pi_{ii} = 0$. Для наглядности можно считать Π_{ik} некими денежными штрафами, уплачиваемыми за ошибки.

В каждой отдельной попытке различения сигналов итог (решение) оказывается случайным событием, а поэтому случайным будет и значение риска. Очевидно, безусловную вероятность того, что риск окажется равным Π_{ik} , по теореме умножения вероятностей можно найти как $P(H_i)P(\hat{H}^k/H_i) = p_i p_{ik}$, поэтому математическое ожидание риска или средний риск

$$\bar{\Pi} = \sum_{i,k} \Pi_{ik} p_i p_k \quad (2.1)$$

Критерий Байеса, или минимального среднего риска, предписывает добиваться минимума (11). Различитель, оптимальный по этому критерию (байесовский различитель), при длительной эксплуатации будет наиболее «экономичным» из всех, поскольку сумма штрафов за ошибки у него окажется наименьшей.

Хотя задание рисков Π_{ik} (часто и априорных вероятностей) достаточно произвольно, практическая ценность критерия Байеса чрезвычайно велика, так как он, обобщая ряд других критериев, позволяет получить универсальный ответ на вопрос о наилучшей стратегии различения сигналов. Предположим, например, что, не имея объективных данных для назначения всех рисков, разработчик стремится лишь к тому, чтобы различитель как можно реже ошибался, т. е. чтобы полная вероятность ошибки $p_{ош}$

$$p_{ош} = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} p_i p_k, \text{ была минимальной, где } i \neq k. \quad (2.2)$$

Такой критерий качества, называемый критерием идеального наблюдателя или критерием Котельникова, его можно рассматривать как частный случай байесовского, положив в (11), $\Pi_{ik} = \Pi$, $i \neq k$, где Π - произвольная неотрицательная константа. При этом $\bar{\Pi} = \Pi p_{ош}$ и минимизация среднего риска равносильна минимизации (2.2).

В случае если затруднение вызывает задание не только рисков, но и априорных вероятностей, например, для радиолокационного обнаружения. Тогда определить полную вероятность ошибки нельзя, но можно предложить вполне удовлетворительный критерий качества - критерий минимума суммы условных вероятностей ошибок

$$P_{ош\text{ул}} = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} p_{ik}, \text{ при } i \neq k. \quad (2.3)$$

Легко убедиться, что это частный случай байесовского критерия, в ко-

тором $\Pi_{ik} = \Pi$, $i \neq k$, $p_i = 1/M$; $i = 0, 1, \dots, M-1$. Действительно, после "этих подстановок (2.1) примет вид $\bar{\Pi} = \Pi P_{ошл} / M$, указывающий на идентичность задач минимизации $\bar{\Pi}$ и $P_{ошл}$

В частном случае $M=2$, $s_0(t) = 0$ рассматриваемая задача переходит в обнаружение детерминированного сигнала $S_1(t)$ на фоне помех с известным статистическим описанием. При этом условные вероятности $p_{01} = P(\hat{H}_1 | H_0)$ и $p_{10} = P(\hat{H}_0 | H_1)$ на статистическом языке называют вероятностями ошибок первого и второго рода. Согласно терминологии, принятой в радиоэлектронике, эти же величины именуют более выразительные названия - вероятности ложной тревоги и пропуска (сигнала), понимая под ложной тревогой факт решения \hat{H}_1 об обнаружении сигнала при условии, что он в наблюдаемом колебании $y(t)$ не содержится, а под пропуском - объявление \hat{H}_0 о том, что сигнала в $y(t)$ нет при условии, что в действительности он в $y(t)$ присутствует. Далее для вероятностей ложной тревоги и пропуска будут использованы обозначения $p_{лт} = p_{01}$ и $P_{пс} = P_{10}$.

Средний риск при обнаружении $\bar{\Pi} = p_{лт} p_0 \Pi_{01} + p_{пс} (1 - p_0) \Pi_{10}$,
(2.4)

где Π_{01} и Π_{10} - риски, связанные с ложной тревогой и пропуском;

p_0 - априорная вероятность отсутствия $s(t)$ в $y(t)$.

Соотношения (2.2) и (2.3) в этом случае можно представить в виде:

$$P_{ош} = p_{лт} p_0 + p_{пс} (1 - p_0), \quad P_{ошл} = p_{лт} + p_{пс}.$$

Помимо введенных общих критериев, не связанных с какими-либо допущениями относительно числа M проверяемых гипотез, при обнаружении часто применяют критерий Неймана - Пирсона, предписывающий добиваться минимума вероятности пропуска $P_{пс}$ при ограничении сверху на вероятность ложной тревоги $p_{лт} \leq p_{лт0}$. В нелинейном программировании известная теорема Куна-Таккера, согласно которой минимизация $p_{лт}$ при $p_{лт} \leq p_{лт0}$ равносильна безусловной минимизации целевой функции $p_{пс} + \mu p_{лт}$, где μ - неопределенный коэффициент Лагранжа. Положив $p_0 \Pi_{01} = \mu (1 - p_0) \Pi_{10}$ и приведя (11) к виду

$$\bar{\Pi} = (1 - p_0) \Pi_{10} (p_{пс} + \mu p_{лт}), \quad (2.5)$$

нетрудно убедиться в возможности интерпретации и этого критерия как частного случая байесовского.

2.2.2. Правила оптимального различения и обнаружения.

Попытаемся выяснить, какой стратегии должен придерживаться байесовский различитель M детерминированных сигналов, оптимальных по

критериям минимума $P_{\text{ош}}$ и $P_{\text{ош усл}}$, а также обнаружителя Неймана - Пирсона.

Предположим, что из наблюдаемой реализации доступны лишь n дискретных отсчетов, составляющих вектор наблюдения $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)^T$. Пусть $W(y/H_i)$ - условная ПВ вектора y при условии, что верна гипотеза H_i , т. е. что в $y(t)$ содержится $S_i(t)$. Так как помехи полностью статистически заданы, то $W(y/H_i)$ - некая конкретная функция, удовлетворяющая условиям $W(y/H_i) \geq 0$ и $\int W(y/H_i) \partial y = 1$ где, как и далее, отсутствие пределов интеграла соответствует интегрированию по всей области задания функции.

Любая нерандомизированная (не включающая преднамеренно введенных действий со случайным исходом типа бросания жребия) процедура различения M сигналов может интерпретироваться следующим образом. Допустим, что n -мерное пространство векторов E^n разбито на M (соответственно числу различаемых сигналов) непересекающихся областей реше-

ния G_0, G_1, \dots, G_{M-1} ; $G_i \cap G_k = \emptyset, i \neq k, k=0, 1, \dots, M-1$; $\bigcup_{i=0}^{M-1} G_i = E^n$.

Тогда принятие решения различителем сводится к указанию номера области, в которую попал вектор наблюдения y . Если $y \in G_k$, то принимается решение H_k о присутствии в $y(t)$ сигнала $s(t)$. Возможность такой «геометризации» различения сводит поиски оптимальной стратегии различителя к отысканию наилучшего разбиения E^n на области решений.

В случае обнаружения ($M=2$) число областей решения также равно

двум: $E^n = G_0 \cup G_1, G_0 \cap G_1 = \emptyset$, причем область G_0 называют допустимой (при $y \in G_0$ принимают решение об истинности H_0), а область G_1 - критической (при $y \in G_1$ гипотезу H_0 отклоняют и принимают решение \hat{H}_1). Для того чтобы найти оптимальное правило разбиения, подставим в (11)

выражения для условных вероятностей ошибок $P_{ik} = \int_{G_k} W(y/H_i) \partial y$, вытекающие из определения областей G_i . Тогда

$$\bar{P} = \sum_{i,k=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} \int_{G_k} W(y/H_i) \partial y = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{G_k} \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} W(y/H_i) \partial y \quad (2.6)$$

Очевидно, «назначение» конкретной конфигурации областей решения сводится к тому, чтобы, перебрав все векторы y , расписать их по M областям, включив каждый в одну и только одну область G_k . При этом, как следует из последней формулы, каждый вектор войдет в одно и только одно слагаемое суммы по k , отвечающее той области, за которой он закреплен. Поэтому минимума можно добиться, если охватить область G_k именно те векторы y , для которых подынтегральное выражение в k -м интеграле минимально. Следовательно, разбиением E^n на области G_i минимизирующим \bar{P} , будет такое, при котором в G_k включаются векторы y (и только они),

удовлетворяющие системе М неравенств

$$\sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} W(y/H_i) \leq \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ir} W(y/H_i), \quad r = 0, 1, 2, \dots, M-1. \quad (2.7)$$

Если перейти к случаю непрерывного наблюдения (к пространствам бесконечной размерности), то n-мерные ПВ в (2.7) превратятся в функционалы ПВ $W(y(t)/H_i)$, т.е. область принятия решения \hat{H}_k определится системой М неравенств

$$\sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} W(y(t)/H_i) \leq \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ir} W(y(t)/H_i), \quad r = 0, 1, 2, \dots, M-1. \quad (2.8)$$

Таким образом, байесовский различитель, наблюдая реализацию $y(t)$, должен установить номер k , для которого совместно выполнены неравенства (2.8), и принять решение \hat{H}_k о наличии в $y(t)$ сигнала с номером k . Представим это правило в виде, который и далее будет использоваться для записи алгоритмов различения сигналов:

$$\sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} W(y(t)/H_i) \leq^{\hat{H}_k} \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ir} W(y(t)/H_i), \quad r = 0, 1, 2, \dots, M-1, \quad (2.9)$$

где символ \hat{H}_k указывает на решение, принимаемое при одновременном выполнении всех неравенств в (2.9). Отметим, что величина

$\bar{\Pi} \llbracket (t), k \rrbracket = \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Pi_{ik} W(y(t)/H_i)$ называют условным или апостериорным [вычисленным для данной конкретной наблюдаемой реализации $y(t)$] средним риском.

Поэтому выражение (2.9) подразумевает вычисление для анализируемой реализации $y(t)$ М значений, условного среднего риска $\bar{\Pi} \llbracket (t), i \rrbracket$, $i = 0, 1, \dots, M-1$, и принятие решения о наличии в $y(t)$ сигнала с тем номером k , для которого значение $\bar{\Pi} \llbracket (t), i \rrbracket$ минимально.

Рассмотрим важнейшие частные случаи. Для идеального наблюдателя, минимизирующего (2.2), следует положить $\Pi_{ik} = \Pi$, $i \neq k$. Тогда выражение (2.9) примет вид

$$\sum_{i=0, i \neq k}^{M-1} p_i W(y(t)/H_i) \leq^{\hat{H}_k} \sum_{i=0, i \neq r}^{M-1} p_i W(y(t)/H_i), \quad r = 0, 1, 2, \dots, M-1, \quad (2.10)$$

На основании формулы полной вероятности $\sum_{i=0}^{M-1} p_i W(y(t)/H_i) = W(y(t))$, согласно (2.10), получим

$$p_k W(y(t)/H_k) \geq^{\hat{H}_k} p_i W(y(t)/H_i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, M-1, \quad (2.11)$$

Так как, по теореме умножения вероятностей,

$p_i W(y(t)/H_i) = W(y(t))P(H_i/y(t))$, $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$, то соотношение (2.11) может быть переписано как

$$P(H_k/y(t)) \geq_{\hat{H}_k} P(H_i/y(t)), \quad (2.12)$$

Величина $P(H_i/y(t))$ определяет апостериорную (обратную, послеопытную) вероятность гипотезы H_i , т. е. вероятность наличия i -го сигнала в $y(t)$ с учетом всех сведений, которые можно извлечь из наблюдаемой реализации $y(t)$. Следовательно, идеальный наблюдатель принимает решение в пользу сигнала, имеющего наибольшую апостериорную вероятность, т. е. действует по правилу максимума апостериорной вероятности (МАВ).

Если данные об априорных вероятностях ненадежны и проектировщик предпочел критерий минимума суммы условных вероятностей ошибок (2.3), то соответствующее оптимальное правило различения можно получить из (2.11) при $p_i = 1/M$, $i=0, 1, \dots, M-1$:

$$W(y(t)/H_k) \geq_{\hat{H}_k} W(y(t)/H_i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, M-1. \quad (2.13)$$

Функционал ПВ $W(y(t)/H_i)$ - условной ПВ, определенной при условии истинности гипотезы H_i [присутствия $s_i(t)$ в $y(t)$],-рассматриваемый как функция номера гипотезы i при фиксированной реализации $y(t)$, называют функцией (функционалом) правдоподобия (ФП).

Таким образом, стратегия различителя, минимизирующего (2.3), сводится к использованию правила максимума правдоподобия, т. е. к подстановке принятой реализации $y(t)$ в выражение для ФП, известное в силу детерминированности сигналов и статистической определенности помех, и подбору i , максимизирующего ФП.

В случае обнаружения детерминированного сигнала ($M=2$, $s_0(t) = 0$) выражение (2.9) можно переписать так:

$$p_0 \Pi_{01} W(y(t)/H_0) \begin{matrix} \left\langle \hat{H}_1 \\ \right\rangle \\ \left\langle \hat{H}_0 \right\rangle \end{matrix} (1-p_0) \Pi_{10} W(y(t)/H_1), \quad (2.14)$$

где расстановка символов H_0 и H_1 показывает, выполнение какого из неравенств влечет за собой принятие соответствующего решения. Правило (2.14) традиционно представляют в виде

$$l = \frac{W(y(t)/H_1)}{W(y(t)/H_0)} \begin{matrix} \left\langle \hat{H}_1 \right\rangle \\ \left\langle \hat{H}_0 \right\rangle \end{matrix} l_n = \frac{p_0 \Pi_{01}}{(1-p_0) \Pi_{10}}, \quad (2.15)$$

называя отношение l двух значений ФП отношением (коэффициентом) правдоподобия (ОП). Как видно, байесовский обнаружитель детерминированного сигнала должен для полученной реализации $y(t)$ вычислить ОП l и сравнить его с порогом l_n , зависящим от рисков и априорных вероятностей отсутствия и наличия сигнала.

Если разработчик обнаружителя ориентируется на критерий идеального наблюдателя, то в выражении (2.15) следует положить $\Pi_{01} = \Pi_{10}$, что превратит его в правило МАВ, сделав пороговый уровень равным

$p_0/(1 - p_0)$. Аналогично, принятие за основу критерия минимума $P_{\text{ошусл}} = P_{\text{лт}} + P_{\text{нс}}$ ($\Pi_{01} = \Pi_{10}$, $p_0 = 1/2$) придаст (2.15) вид правила МП, для которого $I_n = 1$. Наконец, стратегию обнаружителя, оптимального по Нейману - Пирсону, также можно описать соотношением (2.15), если значение I_n выбрать из условия поддержания вероятности ложной тревоги не выше заданного уровня.

Как видно, обнаружители, оптимальные по любому из рассмотренных критериев, должны выполнять одни и те же действия: вычислять ОП и сравнивать его с порогом. От конкретного критерия зависит лишь значение порога, и поэтому обнаружитель, наилучший по одному критерию, трансформируется в оптимальный по другому простым изменением порога I_n . Хотя выражения (2.9)-(2.15) однозначно определяют последовательность действий оптимальных различителей, соображения практического плана нередко толкают на путь таких модификаций этих правил, реальное воплощение которых (аппаратурное или программное) оказалось бы наиболее простым. В основе подобных модификаций лежит переход от величин, фигурирующих в (2.9) - (2.15), к так называемым достаточным статистикам - величинам, заменяющим ФП, ОП и т. п. без потери оптимальности соответствующего правила. Достаточными статистиками при различении сигналов по правилу МАВ будут величины $f[W(H_i/ y(t))]$, по правилу МП - $f[W(y(t)/H_i)]$, при обнаружении - $f(1)$ и т.д. где $f(\cdot)$ - любая монотонно изменяющаяся функция. Действительно, если, например, функция $f(\cdot)$ монотонно возрастает, то система неравенств

$$f \left[W(y(t)/H_k) \right] \geq \hat{h}_k f \left[W(y(t)/H_i) \right]$$

есть эквивалентная запись правила МП (2.13).

2.3. РАЗЛИЧЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В жизни наблюдателю заранее не известны не только номер присутствующего в анализируемой реализации сигнала, но и значения каких-либо параметров (амплитуды, частоты, фазы и пр.) каждого из M возможных сигналов. Сами сигналы при этом уже не являются детерминированными, поскольку параметры их не заданы; соответствующую задачу различения называют различением сигналов с неизвестными параметрами. Предположим, что i -й сигнал зависит от m_i априори неизвестных параметров, которые для компактности объединим в m_i -мерный вектор неизвестных параметров $\theta_i = (\theta_1^i, \theta_2^i, \dots, \theta_{m_i}^i)^T$.

При истинности H_i т. е. при наличии i -го сигнала в наблюдаемой реализации, имеем $y(t) = F[s_i(t); \theta_i], x(t)$ и параметры i -го сигнала θ_i , окажутся некими параметрами распределения W_y процесса, ансамблю которого принадлежит $y(t)$. Таким образом, класс распределений W_i отвечающий гипо-

тезе H_i , будет содержать не одно распределение, а столько, сколько различных значений может принять вектор параметров θ_i . Если, например, i -й сигнал есть радиоимпульс определенной частоты с амплитудой и фазой, о которых априори известно только, что каждая из них может независимо принимать по 10 различных значений, то класс W_i содержит 100 распределений - по числу возможных сочетаний амплитуд и фаз. При этом гипотезы оказываются сложными параметрическими, так как перечисление всех распределений из W_i свелось бы к заданию всех возможных значений θ_i . В итоге процедура различения M сигналов с неизвестными параметрами выливается в проверку M сложных параметрических гипотез.

Рассмотрим здесь лишь важный для практики частный случай, когда проверяемые сложные гипотезы удастся заменить простыми. Такое упрощение оказывается осуществимым, если неизвестные параметры сигнала могут интерпретироваться как случайные величины с заданной априорной ПВ $W_0(\theta_i)$. Подчеркнем, что определением «априорная» в применении к ПВ $W_0(\theta_i)$ акцентируется независимость содержащихся в ней сведений от вида анализируемой реализации $y(t)$. В $W_0(\theta_i)$ выражена вся информация о вероятностях возможных значений параметров i -го сигнала, которой наблюдатель располагает еще до того, как приступает к наблюдению реализации $y(t)$.

Вернемся на время к дискретному наблюдению, приняв во внимание, что при истинности H_i ПВ вектора наблюдений y содержит в качестве параметров θ_i . Поэтому для упомянутой ПВ уместно обозначение $W(y/H_i, \theta_i)$, где второе условие указывает на то, что при данной гипотезе H_i ПВ y может меняться в зависимости от конкретных значений θ_i . Воспользовавшись теоремой умножения вероятностей, запишем

$$W(y/H_i, \theta_i)W_0(\theta_i) = W(y, \theta_i/H_i), \quad (2.16)$$

где правая часть является условной совместной ПВ векторов y и θ_i , при условии присутствия в $y(t)$ i -го сигнала. Интегрируя эту совместную ПВ по θ_i из соотношения согласованности (формулы полной вероятности) получим ПВ y при истинности H_i

$$W(y/H_i) = \int W(y, \theta_i/H_i) d\theta_i. \quad (2.17)$$

Полученная ПВ вектора y при истинности H_i , не зависит от неизвестных параметров i -го сигнала и при полной статистической заданности помехи $x(t)$ является однозначно определенной функцией y для каждого i . Таким образом, каждой H_i соответствует одна ПВ и гипотеза H_i - превратилась в простую. Перейдя вновь от дискретных наблюдений к непрерывным, т. е. от ПВ вектора y к функционалам ПВ $y(t)$, и объединив (2.16), (2.17), получим

$$W(y(t)/H_i) = \int W(y(t)/H_i, \theta_i)W_0(\theta_i) d\theta_i. \quad (2.18)$$

Таким образом, знание априорной ПВ $W_0(\theta_i)$ случайных параметров θ_i различаемых сигналов позволяет трансформировать сложные гипотезы в простые, открывая тем самым путь к использованию байесовского подхода и критериев, описанных ранее. В итоге при различении M сигналов со слу-

чайными параметрами оказываются применимыми все приведенные в предыдущем параграфе оптимальные правила.

Необходимо лишь помнить, что фигурирующая в них ФП $W(y(t)|H_i)$ должна быть предварительно определена из (2.18) с учетом заданной априорной ПВ неизвестных параметров $W_0(\theta_i)$. Процедура, предписываемая (2.18), есть не что иное, как усреднение ФП $W(y(t)/H_i, \theta_i)$, содержащей случайные параметры θ_i по всем возможным значениям с учетом известных вероятностей появления последних $W_0(\theta_i)d\theta_i$.

2.4. ФУНКЦИЯ И ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ ПРИ РАЗЛИЧЕНИИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ АДДИТИВНОГО НОРМАЛЬНОГО ШУМА

Существенным действием в работе различителя оказывается вычисление ФП $W(y(t)/H_i)$. ФП - единственная из всех используемых различителем функций, зависящая от вида принятой реализации и вследствие этого случайно, непредсказуемо меняющаяся от опыта к опыту. После формирования ФП различитель либо непосредственно приступает к принятию решения (правило МП), либо предварительно вычисляет апостериорные вероятности (правило МАВ) или условные средние риски (2.9). В последних случаях помимо найденной в данном опыте ФП приходится учитывать заранее заданные константы (априорные вероятности p_i и риски Π_{ik}), не зависящие от конкретной реализации и не меняющиеся от опыта к опыту. Нахождение ФП в условиях, когда помеха полностью статистически задана и оператор взаимодействия сигнала и помехи $F[\cdot]$ конкретизирован, принципиально не представляет труда. Напомним, что ФП есть условная ПВ (функционал ПВ) наблюдаемого процесса при условии истинности H_i , рассматриваемая для фиксированной реализации $y(t)$ как функция номера гипотезы i . Таким образом, если имеется выражение функционала ПВ $W(y(t)/H_i)$, задающее «вероятности» тех или иных реализаций $y(t)$ при условии истинности i -й гипотезы, то получение ФП сводится к подстановке в него данной наблюдаемой реализации и варьированию i в пределах от 0 до $M-1$.

Дальнейшее рассмотрение процедур различения и обнаружения сигналов будет вестись применительно к помехе в виде аддитивного нормального (гауссовского) шума. Аддитивность означает, что помеха складывается с сигналом, так что под $F[\cdot]$ понимают обычную алгебраическую сумму сигнала и помехи. Разумеется, можно указать практические задачи, где механизм взаимодействия сигнала с помехой иной, однако модель аддитивных помех описывает наибольшее число реальных ситуаций и потому представляет основной интерес в статистической теории радиосистем. Будем считать шум белым. При этом выражения для ФП и ОП можно получить с использованием функционала ПВ (1.10).

Детерминированные сигналы. При различении M детерминированных сигналов на фоне аддитивного шума гипотеза H_i , означает, что $y(t) = x(t) +$

$S_i(t)$, т.е. $x(t)=y(t) - s_i(t)$. Поэтому из выражения (1.10) для ФП получаем

$$W(y(t)/H_i) = W_n(y(t) - s_i(t)) = c \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T (y(t) - s_i(t))^2 dt \right], \quad (2.19)$$

где подчеркнуто, что $y(t) - s_i(t)$ подставляют в функционал ПВ помехи $x(t)=n(t)$. Это позволяет дать наглядную интерпретацию правила МП (2.13): для данной реализации $y(t)$ принимают решение о присутствии в ней того из M сигналов, который наименее уклоняется от $y(t)$. При этом мерой уклонения является энергия разности $y(t)$ и $s_i(t)$. Для дальнейшего использования ФП удобно представить в форме, следующей из (2.19) после раскрытия скобок под интегралом:

$$W(y(t)/H_i) = c \exp \left[\frac{2z_i - E_i}{N_0} \right] \quad (2.20)$$

где $E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt$ - энергия i -го сигнала;

$$z_i = \int_0^T y(t)s_i(t) dt$$

- корреляционный интеграл принятой реализации и i -го сигнала;

$$c_y = c \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \right]$$

- коэффициент, зависящий от $y(t)$, но не от i , и потому не влияющий на решения, принимаемые согласно (2.15) по результатам сравнения значений соответствующих функций l (условного среднего риска, апостериорной вероятности, ФП), вычисленных для конкретной наблюдаемой реализации $y(t)$.

Смысл корреляционного интеграла: если $y(t)$ и $S_i(t)$, согласно современным концепциям теории сигналов, рассматривать как векторы в бесконечномерном евклидовом пространстве, то z_i окажется их скалярным произведением, т. е. величиной, характеризующей близость, сходство $y(t)$ и $s_i(t)$. Отсюда вытекает следующая физическая трактовка правила МП применительно к различению M детерминированных сигналов равной энергии ($E_i = E$, $i=0, 1, \dots, M-1$): принимают решение о наличии в $y(t)$ того сигнала, который имеет наибольшее сходство с $y(t)$.

В частном случае обнаружения детерминированного сигнала $M=2$, $s_0(t)=0$, $z_0 = 0$, $E_0=0$ и, согласно (2.20), $W(y(t)/H_0)=c_y$. Соответственно

$$z_1 = \int_0^T y(t)s_1(t) dt \quad E_1 = \int_0^T s_1^2(t) dt \quad W(y(t)/H_1) = c_y \exp \left[\frac{2z_1 - E_1}{N_0} \right]$$

Подставив это выражение в (25), для ОП получим

$$l = \frac{W(y(t)/H_1)}{W(y(t)/H_0)} = \exp\left(\frac{2z - E}{N_0}\right) \quad (2.21)$$

где индекс 1 у z и E опущен, так как ненулевой сигнал единственный

и может быть обозначен как $s(t)$.

Сигналы со случайными параметрами.

ФП при различении сигналов со случайными параметрами, априорные распределения которых заданы, может быть получена усреднением ФП, построенной для детерминированных сигналов. При конкретных значениях неизвестных параметров i -го сигнала последний становится детерминированным и, согласно (2.20),

$$W(y(t)/H_i, \theta_i) = c_y \exp \left[-\frac{2z_i(\theta_i) - E_i(\theta_i)}{N_0} \right]$$

где $E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt$ - энергия i -го сигнала с фиксированным и равным θ_i значением вектора неизвестных параметров;

$z_i(\theta_i) = \int_0^T y(t)s_i(t; \theta_i) dt$ - корреляция $y(t)$ с i -м сигналом, имеющим фиксированное и равное θ_i значение вектора неизвестных параметров.

Согласно (28)
$$W(y(t)/H_i) = c_y \int \exp \left[-\frac{2z_i(\theta_i) - E_i(\theta_i)}{N_0} \right] \bar{W}_0(\theta_i) d\theta_i, \quad (2.22)$$

в частном случае обнаружения ненулевого сигнала, повторив рассуждения, приведенные в конце предыдущего пункта, придем к выражению для ОП

$$l = \int \exp \left[-\frac{2z(\theta) - E(\theta)}{N_0} \right] \bar{W}_0(\theta) d\theta, \quad (2.23)$$

где $z(\theta)$ — корреляция $y(t)$ с обнаруживаемым сигналом $s(t; \theta)$ при фиксированном и равном θ значении вектора его неизвестных параметров; $E(\theta)$ - энергия сигнала $s(t; \theta)$; $W_0(\theta)$ - априорная ПВ вектора случайных параметров θ обнаруживаемого сигнала. Действия, выполняемые согласно (33), соответствуют усреднению ОП для детерминированного сигнала с фиксированными значениями θ по всем возможным значениям θ . Поэтому правило (2.23) часто называют усредненным ОП.

Изложенные принципы обнаружения и различения сигналов в следующей главе будут конкретизированы применительно к различным моделям сигналов. При этом главная цель будет состоять в отыскании алгоритмов работы оптимальных устройств и определении их качественных показателей. Для обнаружителей это будут вероятности ложной тревоги $p_{лт}$ и пропуска сигнала $p_{пс}$ или правильного обнаружения [принятия решения о наличии сигнала в $y(t)$ при условии, что он там действительно присутствует] $p_{по} = P(\hat{H}_1/H_1) = 1 - p_{пс}$.

Качество работы различителей будет характеризоваться вероятностями перепутывания $p_{ик} = P(\hat{H}_k \setminus H_i)$ гипотезы H_i о приеме сигнала $s_i(t)$ с гипотезой H_k о приеме сигнала $s_k(t)$ или вычисленной на основе этих вероятно-

стей и априорных данных полной вероятностью ошибки $P_{\text{ош}}$ (2.2).

Выводы по главе:

1. Различитель, оптимальный по Критерию Байеса или минимального среднего риска (байесовский различитель), при эксплуатации будет наиболее «экономичным» из всех известных, поскольку сумма штрафов за ошибки у него окажется наименьшей.

2. Смысл корреляционного интеграла: если $y(t)$ и $S_i(t)$, согласно современным концепциям теории сигналов, рассматривать как векторы в бесконечномерном евклидовом пространстве, то z_i окажется их скалярным произведением, т. е. величиной, характеризующей близость, сходство $y(t)$ и $s_i(t)$. Отсюда вытекает следующая физическая трактовка правила МП применительно к различению M детерминированных сигналов равной энергии ($E_i = E$, $i=0, 1, \dots, M-1$): принимают решение о наличии в $y(t)$ того сигнала, который имеет наибольшее сходство с $y(t)$.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Почему обнаружение и различение сигналов являются задачами проверки гипотез?

Вопрос 2. Чем отличаются простые гипотезы от сложных, параметрические от непараметрических?

Вопрос 3. Каким образом критерий Байеса связан с критериями идеального наблюдателя, минимума суммы условных вероятностей ошибок, Неймана — Пирсона?

Вопрос 4. Составляют ли ложная тревога и пропуск полную группу событий?

Вопрос 5. В чем разница между априорной и апостериорной вероятностями гипотезы H и при каких прочтениях выражение $W(y(t)|H)$ является условным функционалом ПВ $y(t)$ при истинной гипотезе, либо функцией правдоподобия?

Вопрос 6. В каком смысле оптимальны и как соотносятся друг с другом правила МАВ и МП?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 3; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 3. МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗЛИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ

3.1. ОБНАРУЖЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО СИГНАЛА

Как было показано ранее, процедура оптимального обнаружения полностью известного сигнала $s(t)$ сводится к вычислению ОП (25) и сравнению её с соответствующими пороговыми значениями. Учитывая вид ОП для рассматриваемой задачи (31) и выбрав в качестве монотонной функции $\ln|$, получим следующее решающее правило:

$$z \begin{cases} > \\ < \end{cases} \begin{matrix} \hat{H}_1 \\ \hat{H}_0 \end{matrix} z_n, \quad (3.1)$$

где $z = \int y(t)s(t)dt$ - корреляционный интеграл.

При гипотезе H_1 : $y(t)=s(t) + n(t)$ корреляция в среднем будет больше, чем при гипотезе H_0 , когда $y(t) = n(t)$. Это обстоятельство и используется при обнаружении. Входящий в (3.1) пороговый уровень z_n зависит от принятого критерия обнаружения. Так, при общем байесовском подходе, согласно (2.15), $z_n = 0,5N_0(\ln I_n + E/N_0)$. (3.2)

При ориентации на наиболее часто применяемый на практике критерий Неймана - Пирсона z_n определяется заданным уровнем вероятности ложной тревоги $p_{лт}$. Структура устройства, называемого корреляционным приемником и реализующего алгоритм (3.1), приведена на рис. 3.1.

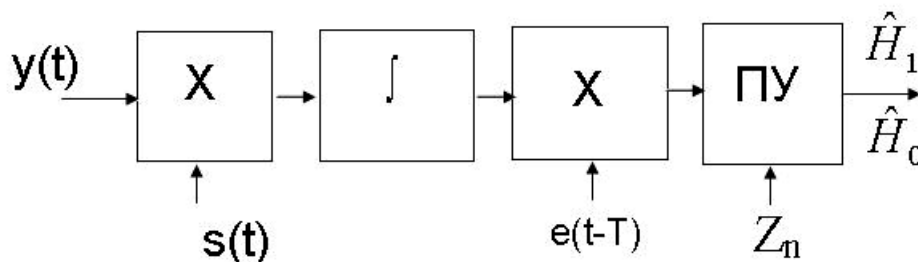


Рис. 3.1. Корреляционный приемник

Третий слева блок предназначен для взятия отсчета (стробирования) текущего значения на выходе интегратора в момент окончания наблюдений T . Это равносильно умножению выходной величины интегратора на короткий импульс единичной амплитуды $e(t)$, запаздывающий на время T . Заметим, что опорный сигнал коррелятора - точная копия обнаруживаемого сигнала, формируемая автономным генератором в месте приема. Воспроизведение сигнала в обнаружителе оказывается возможным вследствие полной детерминированности $s(t)$. Возможна другая техническая реализация алгоритма (3.1), основанная на том, что корреляцию z можно сформировать как отсчет в момент времени $t = T$ сигнала на выходе фильтра, импульсная характеристика которого $h(t) = s(T-t)$. Такой фильтр называют согласованным. Структура обнаружителя, основанного на использовании со-

гласованного фильтра (СФ) приведена на рис. 3.2 .

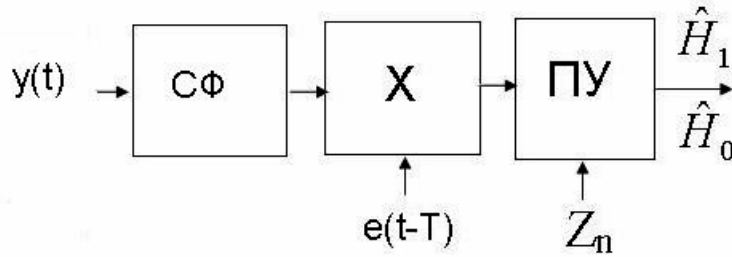


Рис.3.2. Структура обнаружителя с использованием согласованного фильтра

Как известно, реакция СФ на сигнал, с которым он согласован, имеет вид корреляционной функции $K_s(\tau)$, смещенной на время T в сторону запаздывания, т. е.

$$s_{\text{вых}}(t) = K_s(t - T) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\theta) s(\theta - (t - T)) d\theta \quad (3.2)$$

Следовательно, максимальное значение (амплитуда) сигнала после СФ $U_{\text{М Вых}} = s_{\text{вых}}(T) = K_s(0) = E$. Белый шум на выходе СФ «окрашивается», и его корреляционная функция по форме совпадает с $K_s(\tau)$:

$$K_{\text{вых}}(\tau) = 0,5 N_0 K_s(\tau) \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что дисперсия (мощность) шума на выходе СФ $K_{\text{вых}}(0) = 0,5 N_0 E = P_{\text{ш вых}}$ (3.4)

В случае, когда порог z_n превышен и будет принято решение \hat{H}_1 в пользу гипотезы H_1 . Рассчитаем вероятности ошибок $p_{\text{лт}}$, $p_{\text{пс}}$ в оптимальном обнаружителе детерминированного сигнала, пользуясь тем, что

$$p_{\text{лт}} = P(\hat{H}_1 / H_0) = P(z \geq z_n / H_0) = \int_{z_n}^{\infty} W(z / H_0) dz \quad ; \quad (3.5)$$

$$p_{\text{пс}} = P(\hat{H}_0 / H_1) = P(z \geq z_n / H_1) = \int_{-\infty}^{z_n} W(z / H_1) dz \quad , \quad (3.6)$$

где $W(z/H_i)$ - ПВ корреляции z при гипотезе H_i , $i = 0, 1$. Графическая иллюстрация этих соотношений приведена на рис. 3.3, где площади заштрихованных областей равны $p_{\text{лт}}$ (косая штриховка) и $p_{\text{пс}}$ (прямая штриховка). Так как z есть линейное преобразование нормального случайного процесса (умножение на фиксированную функцию $s(t)$ и интегрирование), то $W(z/H_i)$, где $i = 0, 1$, - одномерные нормальные ПВ. Остается найти лишь их параметры: среднее \bar{z} и дисперсию $D[z]$. При отсутствии сигнала

$$\bar{z} = \int_0^T \overline{y(t) \cdot s(t)} dt = \int_0^T \overline{n(t) \cdot s(t)} dt = 0 \quad , \quad \text{так как } \overline{n(t)} = 0 \quad . \text{ Появление сигнала}$$

на входе приводит к тому, что

$$\bar{z} = \int_0^T \overline{y(t) \cdot s(t)} dt = \int_0^T \overline{(s(t) + n(t)) \cdot s(t)} dt = \int_0^T s^2(t) dt = E$$

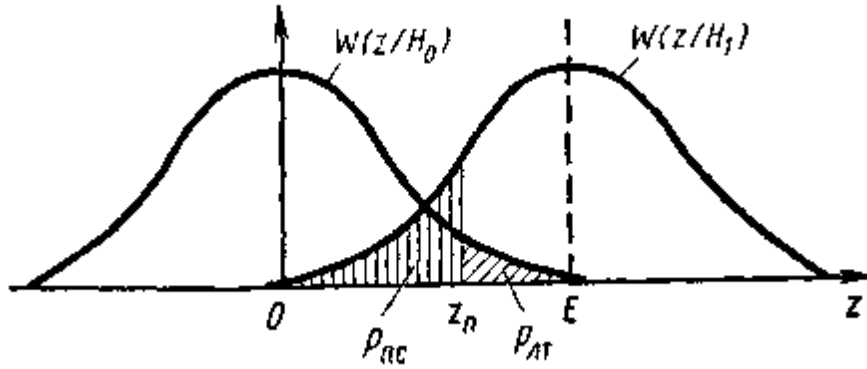


Рис.3.3. Структура обнаружителя с использованием согласованного фильтра

Из физических соображений ясно, что дисперсия z , совпадающая с дисперсией помехи на выходе СФ, не зависит от присутствия на входе сигнала и с учетом (3.4) $D\{z\} = N_0E/2$. Таким образом,

$$p_{лг} = \int_{z_n}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0 E}} \exp\left(-\frac{z^2}{N_0 E}\right) dz, \quad (3.7)$$

$$p_{пс} = \int_{z_n}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0 E}} \exp\left(-\frac{(z-E)^2}{N_0 E}\right) dz, \quad (3.8)$$

Введя безразмерную переменную $t = z(1/\sqrt{N_0 E/2})$, получим

$$p_{лг} = 1 - \Phi(h), \quad (3.9)$$

$$p_{пс} = \Phi(h - q), \quad (3.10)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$ - интеграл вероятности, см. рис. 3.4.;

$h = z_n / (\sqrt{N_0 E/2})$ - нормированный пороговый уровень;

$q = \sqrt{2E/N_0}$ - параметр обнаружения, равный отношению сигнал/шум на выходе фильтра, согласованного с обнаруживаемым сигналом $s(t)$.

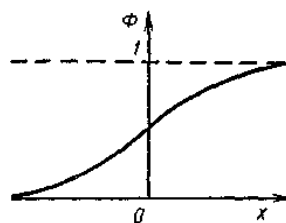


Рис.3.4. График функции $\Phi(x)$

С учетом того, что $\Phi(-x) = 1 - \Phi(x)$, выражение для $p_{пс}$ можно представить в виде

$$p_{пс} = 1 - \Phi(q - h) \quad (3.11)$$

С помощью соотношений (3.9) - (3.11) осуществляется расчет обнаружителя в соответствии с принятым критерием оптимальности. Так, при использовании критерия Неймана-Пирсона требуется минимизировать $p_{пс}$ при фиксированном значении $p_{лт}$. При этом из уравнения $p_{лт} = 1 - \Phi(h)$ следует найти нормированный порог $H = \Phi^{-1}(1 - p_{лт})$, где Φ^{-1} - функция, обратная $\Phi(x)$ (т.е. решение уравнения $\Phi(x)=y$ относительно x), и подставить полученное значение h в формулу для $p_{пс}$ (или $p_{по} = 1 - p_{пс}$).

Зависимости $p_{по} = 1 - p_{пс} = \Phi(q - h) = \Phi(q - \Phi^{-1}(1 - p_{лт}))$ от q при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги называют характеристиками обнаружения. Опираясь на свойства интеграла вероятности $\Phi(x)$, легко установить, что зависимость $p_{по}$ от q является монотонно возрастающей, асимптотически стремящейся к единице при $q \rightarrow \infty$.

$$\text{При } q = 0 \quad p_{по} = 1 - \Phi[\Phi^{-1}(1 - P_{лт})] = p_{лт} = \alpha. \quad (3.12)$$

Характеристики обнаружения детерминированного сигнала приведены на рис. 3.5 (сплошные линии).

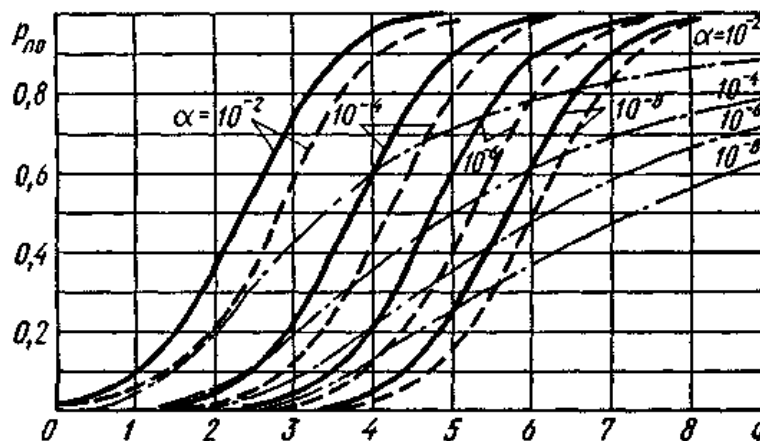


Рис. 3.5. Характеристики обнаружения детерминированного сигнала

Часто бывает необходимо рассчитать минимальное значение параметра q , при котором достигается требуемая верность обнаружения, т. е. заданные значения $p_{лт}$ и $p_{пс}$. Это минимальное значение $q = q_{мин}$ определяет при заданной спектральной плотности мощности шума $N_0/2$ энергию сигнала $E_{мин}$, называемого иногда пороговым. Пользуясь соотношениями (3.9) - (3.11), легко установить, что $q_{мин} = \Phi^{-1}(1 - P_{лт}) + \Phi^{-1}(1 - P_{пс})$. (3.13)

3.2. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Рассмотрим сигнал, который не может считаться детерминированным, так как содержит случайный параметр - фазу φ : $s(t, \varphi) = s(t; < \varphi)$. В общем виде модель такого сигнала можно записать как

$$\begin{aligned} s(t) &= S(t) \cos \Phi(t) = S(t) \cos (2\pi f_0 t + \psi(t) + \varphi) = \\ &= \text{Re}(\dot{S}(t) \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi))) \end{aligned} \quad (3.14)$$

где $S(t)$ и $\psi(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции; f_0 - известная центральная частота; φ - случайная начальная фаза с априор-

ной ПВ $W_0(\varphi)$; $\dot{S}(t) = S(t)e^{j\omega(t)}$ - комплексная огибающая сигнала $s(t)$, являющегося реализацией $s(t; \varphi)$ при $\varphi = 0$: $s(t) = s(t; 0)$.

В соответствии с п.2.4 оптимальный обнаружитель должен формировать усредненное ОП (2.23) и сравнивать его с порогом. Поскольку начальная фаза радиоимпульса является неэнергетическим параметром,

т.е. $E(\varphi) = E = (1/2) \int_0^T S^2(t) dt$, то выражение (2.23) примет вид

$$l = \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[\frac{2z(\varphi) - E}{N_0} \right] W_0(\varphi) d\varphi, \quad (3.15)$$

где $z(\varphi) = \int_0^T y(t)s(t, \varphi) dt$. Пользуясь тем, что для любых функций

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\perp}(t)v_{\perp}(t) dt$$

- равенство Парсеваля для преобразования Гильберта, выражение для $z(\varphi)$ можно представить в виде

$$z(\varphi) = \operatorname{Re} \left(\frac{1}{2} \int_0^T \dot{y}(t) \dot{s}^*(t, \varphi) dt \right)$$

где $\dot{y}(t)$ и $\dot{s}(t, \varphi)$ - аналитические сигналы, отвечающие $y(t)$ и $s(t; \varphi)$ (см. § 1.3); * - знак комплексного сопряжения.

Так как $\dot{y}(t) = \dot{Y}(t) \exp(j2\pi f_0 t)$, $\dot{s}(t, \varphi) = \dot{S}(t) \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi))$,

где $\dot{Y}(t)$ — комплексная огибающая входной реализации $y(t)$, то

$$z(\varphi) = \operatorname{Re}(\dot{z} \exp(-j\varphi)) = Z \cos(\varphi - \arg \dot{z}). \quad (3.16)$$

В равенстве

$$\dot{z} = \frac{1}{2} \int_0^T \dot{y}(t) \dot{s}^*(t) dt \quad (3.17)$$

Во многих задачах начальную фазу сигнала φ можно считать равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi]$: $W_0(\varphi) = 1/(2\pi)$

При этом интеграл (3.15) с учетом (3.16) имеет вид

$$l = \exp\left(\frac{-E}{N_0}\right) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[\frac{2Z - E}{N_0} \cos(\varphi - \arg \dot{z}) \right] d\varphi, \quad (3.18)$$

где $Z = |\dot{z}|$. Воспользовавшись интегральным представлением модифицированной функции Бесселя нулевого порядка

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{2Z}{N_0} \cos(\varphi - \arg \dot{z})\right) d\varphi$$

окончательно получим

$$l = \exp\left(\frac{-E}{N_0}\right) I_0 \left[\frac{2Z}{N_0} \right] \quad (3.19)$$

Так как $I_0(x)$ при $x \geq 0$ монотонно зависит от своего аргумента, то со-

отношение (3.19) позволяет решающее (3.1)

записать как

$$Z \stackrel{\hat{H}_1}{\underset{\hat{H}_0}{>}} \frac{N_0}{2} I_0^{-1}(\exp(E/N_0)l_{II}), \quad (3.20)$$

где $I_0^{-1}(x)$ — функция, обратная $I_0(x)$.

Перепишем выражение для Z следующим образом:

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$$

$$\text{где } z_1 = \operatorname{Re} \left(\frac{1}{2} \int_0^T \dot{y}(t) \dot{s}^*(t) dt \right) = \int_0^T y(t) S(t) \cos(2\pi f_0(t) + \psi(t)) dt \quad (3.21)$$

$$z_2 = \operatorname{Im} \left(\frac{1}{2} \int_0^T \dot{y}(t) \dot{s}^*(t) dt \right) = \int_0^T y(t) S(t) \sin(2\pi f_0(t) + \psi(t)) dt \quad (3.22)$$

Таким образом, оптимальный обнаружитель сигнала со случайной начальной фазой должен вычислять длину Z вектора с декартовыми составляющими z_1 и z_2 . Как следует из (3.17), Z является абсолютным значением корреляции \dot{z} комплексных огибающих принятого колебания $\dot{Y}(t)$ и сигнала $\dot{S}(t)$. При этом, согласно (3.21) – (3.22), z_1 и z_2 есть корреляции принятой реализации $y(t)$ с квадратурными составляющими сигнала $s(t) = S(t)\cos[2\pi f_0 t + \psi(t)]$ и $s_{\perp}(t) = S(t) \sin[2\pi f_0 t + \psi(t)]$ - детерминированными колебаниями, несущие которых сдвинуты по фазе на угол $\pi/2$ [$s_{\perp}(t)$ — преобразование Гильберта сигнала $s(t) = s(t; 0)$]. Структура такого обнаружителя показана на рис. 3.7.

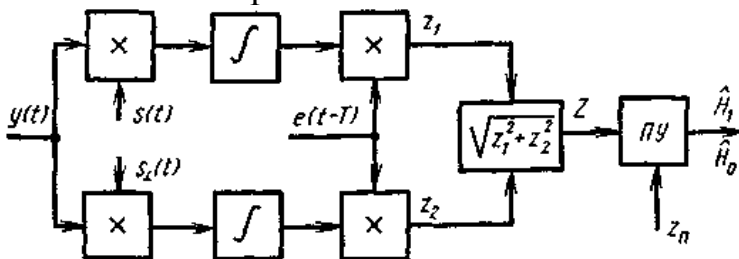


Рис. 3.6. Структура обнаружителя сигнала со случайной начальной фазой

Отличие обнаружителя рис. 3.6 от приведенного на рис. 3.1 состоит в наличии второго коррелятора и принятии решения по статистике Z , объединяющей выходные эффекты обоих каналов. Если бы сигнал со случайной фазой $s(t; \varphi)$ обнаруживался как детерминированный, то при сдвиге фаз на $\pi/2$ схема рис. 3.1 «не замечала» бы $s(t; \varphi)$ из-за слабой корреляции последнего с опорным сигналом коррелятора $s(t)$.

Благодаря тому, что на рис. 3.6 опорные сигналы корреляторов находятся в квадратуре, статистика Z не зависит от φ , в результате чего устраняется вредное влияние случайности начальной фазы. Таким образом, инвариантность Z к начальной фазе сигнала $s(t; \varphi)$ объясняется тем, что значение φ влияет только на аргумент корреляции (3.17) комплексных

оггибающих $\dot{Y}(t)$ и $\dot{S}(t)$, тогда как Z есть модуль \dot{z} .

Иная реализация оптимального обнаружителя возможна при использовании фильтра, у которого комплексная огибающая импульсной характеристики $\dot{H}(t) = \dot{S}^*(E-t)$. Подобный фильтр согласован с сигналом $s(t, \varphi)$, имеющим некоторое фиксированное значение φ , например $\varphi = 0$ [в этом случае фильтр согласован с первой из квадратурных составляющих сигнала, т. е. с $s(t)$]. Огибающую на выходе этого СФ $Y_{\text{вых}}(t)$ при воздействии $y(t)$ на входе можно найти с помощью комплексного интеграла Дюамеля:

$$Y_{\text{вых}}(t) = \left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\theta) \dot{H}^*(t-\theta) d\theta \right| = \left| \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\theta) \dot{S}^*(\theta - (t-T)) d\theta \right|$$

При равенстве нулю сигнала за пределами интервала наблюдения $Y_{\text{вых}}(T) = Z$. Таким образом, статистика Z может быть интерпретирована как значение огибающей на выходе СФ в момент времени $t = T$. Структурная схема обнаружителя на основе СФ приведена на рис. 3.7.

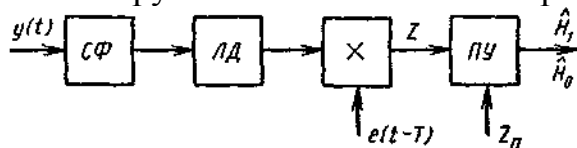


Рис. 3.7. Структурная схема обнаружителя на основе СФ

Заметим, что вместо линейного детектора (ЛД) можно использовать любой детектор, лишь бы его амплитудная характеристика была монотонной функцией огибающей входного процесса.

Для того чтобы рассчитать $p_{\text{лт}}$, $p_{\text{пс}}$ в рассматриваемом случае, достаточно вспомнить, что отсчеты огибающей узкополосного нормального шума с дисперсией σ^2 распределены по закону Рэлея

$$W(Z|H_0) = (Z/\sigma^2) \exp[-Z^2/(2\sigma^2)], Z \geq 0;$$

$$0, \text{ при } Z < 0,$$

и подчиняются обобщенному закону Рэлея

$$W(Z|H_1) = (Z/\sigma^2) \exp[(-Z^2 + U_m^2)/(2\sigma^2)] I_0(ZU_m/\sigma^2), Z \geq 0; \quad (3.23)$$

$$0, \text{ при } Z < 0,$$

если к шуму добавляется сигнал с амплитудой U_m .

Как отмечалось ранее на выходе СФ $\sigma^2 = N_0 E/2$, $U_m = E$. Поэтому

$$p_{\text{лт}} = \int_{Z_n}^{\infty} W(Z|H_0) dz = \int_{Z_n}^{\infty} \frac{2Z}{N_0 E} \exp\left(-\frac{Z^2}{N_0 E}\right) dz$$

$$p_{\text{пс}} = \int_{Z_n}^{\infty} W(Z|H_1) dz = \int_{Z_n}^{\infty} \frac{2Z}{N_0 E} \exp\left(-\frac{(Z^2 + E^2)}{N_0 E}\right) I_0\left(\frac{2ZE}{N_0 E}\right) dz$$

Перейдя к нормированной переменной $t = Z/\sqrt{N_0 E/2}$ получим

$$p_{\text{лт}} = \exp(-h^2/2) dz$$

$$p_{\text{пс}} = Q(h, q) \quad (3.24)$$

где $h = Z_n/\sqrt{N_0 E/2}$ — нормированный порог;

$q = \sqrt{2E/N_0}$ - параметр обнаружения;

$$Q(u, v) = \int_0^u t \exp\left(-\frac{t^2 + v^2}{2}\right) I_0(vt) dt$$

- табулированная Q-функция Маркума (интегральное распределение Рэля-Раиса).

Для построения характеристик обнаружения необходимо выразить нормированный порог h через заданную вероятность ложной тревоги $p_{лт}$. Согласно (3.24), $h = \sqrt{-2 \ln p_{лт}}$. Подставив это в выражение для вероятности правильного обнаружения, приходим к результату

$$p_{по} = 1 - p_{пс} = 1 - Q(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, q).$$

Характеристики обнаружения сигнала со случайной начальной фазой даны пунктиром на рис. 3.6.

Для определения порогового сигнала нужно решить уравнение

$$p_{пс} = Q(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, q) \text{ относительно } q:$$

$$q_{мин} = Q^{-1}_2(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, p_{пс}) \quad (3.25)$$

где $Q^{-1}_2(\bullet, \bullet)$ - функция, обратная Q-функции по второму аргументу.

Соотношения (3.24) и (3.25) позволяют оценить потери в пороговом сигнале, связанные со случайным характером фазы. Эти потери обычно характеризуют показателем

$$\xi = \left[\frac{q_{2мин}(p_{лт}, p_{пс})}{q_{1мин}(p_{лт}, p_{пс})} \right]^2 = \left[\frac{Q^{-1}_2(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, p_{пс})}{\Phi^{-1}(1 - p_{лт}) + \Phi^{-1}(1 - p_{пс})} \right]^2$$

где $q_{1мин}(p_{лт}, p_{пс})$ и $q_{2мин}(p_{лт}, p_{пс})$ - пороговые отношения сигнал/шум, необходимые для обнаружения с верностью $p_{лт}$, $p_{пс}$, соответственно детерминированного сигнала и сигнала со случайной начальной фазой. Величина ξ показывает, во сколько раз следует увеличить энергию сигнала (т. е. его среднюю мощность $p_{ср}$ при $T = \text{const}$ или длительность T при $p_{ср} = \text{const}$,

чтобы компенсировать снижение верности, обусловленное случайностью начальной фазы. Обычно величину ξ , как и другие аналогичные характеристики, выражают в децибелах: $\xi_{дб} = 10 \lg \xi$. Зависимость $\xi_{дб} = F(p_{пс})$ для нескольких значений $p_{лт}$ приведена на рис. 3.8 /5/.

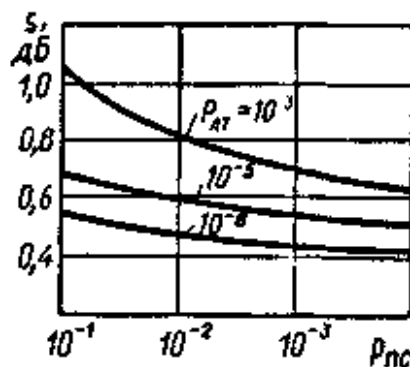


Рис.3.8. Зависимость потерь от вероятностей ошибок

Как видно из приведенных кривых, значение потерь зависит от заданных вероятностей ошибок, снижаясь с уменьшением значений $p_{лт}$ и $p_{пс}$. Благодаря малым значениям ξ при малых $p_{лт}$ и $p_{пс}$ ориентировочный расчет порогового отношения сигнал/шум для модели сигнала со случайной фазой нередко проводят по более простой формуле (3.8), полученной для модели детерминированного сигнала.

3.3. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Во многих практических задачах случайным параметром обнаруживаемого сигнала наряду с начальной фазой φ является и его амплитуда. В этом случае в модель сигнала (3.9) вводят дополнительный случайный параметр - амплитуду A :

$$\begin{aligned} s(t) &= A S(t) \cos \Phi(t) = S(t) \cos (2\pi f_0 t + \psi(t) + \varphi) = \\ &= \operatorname{Re}(A \dot{S}(t) \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi))) \end{aligned} \quad (3.26)$$

где $S(t)$ и $\psi(t)$ - известные законы амплитудной и угловой модуляции; f_0 - известная центральная частота; φ - случайная начальная фаза с априорной ПВ $W_0(\varphi)$; $\dot{S}(t) = S(t)e^{j\psi(t)}$ - комплексная огибающая сигнала $s(t)$, являющегося реализацией $s(t; \varphi)$ при $\varphi = 0$: $s(t) = s(t; 0)$. Характеристики обнаружения сигнала со случайной фазой и релеевскими флуктуациями амплитуды на рис. 3.6. нанесены штрихпунктиром.

Для построения использовано выражение $P_{по} = 1 - p_{лт} = P_{лт}^{\frac{1}{1+q^2/2}}$.

Их особенность состоит в том, что они пересекают аналогичные кривые для сигнала фиксированной амплитуды, соответствующие тем же значениям $p_{лт}$. Объясняется это тем, что эпизодические большие выбросы флуктуирующей амплитуды увеличивают вероятность обнаружения сигнала с малым значением q , в области же больших q провалы интенсивности флуктуирующего сигнала (замирания) резко замедляют рост $p_{по}$ как функции q .

3.4. ОБНАРУЖЕНИЕ ПАКЕТОВ ИМПУЛЬСОВ

Пакетом или последовательностью N импульсов называют сигнал, образованный повторением с одинаковым интервалом (периодом повторения T_n) N копий стандартного импульса $s_0(t; \eta_0)$. При этом копии отличаются друг от друга временем запаздывания и, быть может, значениями случайного векторного параметра η_0 . Таким образом, общую модель пакета можно записать как

$$s(t, \eta) = \operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_i \dot{s}_0(t - iT_n; \eta_i) \right]$$

где \dot{a}_i , — комплексные амплитуды, описывающие известный закон

модуляции амплитуд и фаз импульсов внутри пакета (от импульса к импульсу), η - вектор неизвестных параметров i -го импульса пакета.

Когерентный пакет импульсов со случайной начальной фазой. Для пакета этого вида все N копий стандартного радиоимпульса имеют одну и ту же случайную начальную фазу и не содержат других случайных параметров. Поэтому

$$s(t, \eta) = \operatorname{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_i \dot{S}_0(t - iT_n) \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi)) \right]$$

где φ - общая для всех импульсов случайная начальная фаза, подчиняющаяся равномерному распределению; $\dot{S}_0(t)$ - известная комплексная огибающая одиночного импульса. Очевидно, что при этом имеет место случай, рассмотренный в п.3.2, так как сигнал (3.26) есть некая конкретная

модификация (3.9) при $\dot{S}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_i \dot{S}(t - iT_n)$. Однако структура обнаружителя может оказаться более удобной в реализации, если учесть специфику сигнала (3.26). Для простоты ограничимся случаем, когда \dot{a}_i - действительны значения. Подставив выражение (3.26) в (3.15), получим

$$z_1 = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z_{1i}; \quad z_2 = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z_{2i}, \quad \text{где величины}$$

$$z_{1i} = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} \int_0^T \dot{Y}(t) \dot{S}_0(t - iT_n) dt \right] = \int_0^T y(t) S_0(t - iT_n) \cos(2\pi f_0 t + \gamma_0(t)) dt;$$

$$z_{2i} = \int_0^T y(t) S_0(t - iT_n) \sin(2\pi f_0 t + \gamma_0(t)) dt;$$

[$S_0(t)$, $\gamma_0(t)$ - законы амплитудной и угловой модуляции стандартного радиоимпульса] могут быть сформированы как отсчеты на выходе фильтра, согласованного с одиночным импульсом (СФОИ), взятые в два момента времени, отстоящие друг от друга на четверть периода $T_0 = 1/f_0$ несущей радиоимпульса. Теперь структурную схему обнаружителя пакета можно построить в соответствии с рис. 3.9. На рисунке накапливающий сумматор N выборочных значений (z_{1i} и z_{2i}), опрашиваемый в момент окончания наблюдений (конца пакета) $T = (N-1)T_n + \tau_{\text{и}}$.

Показатели обнаружителя определяются соотношениями (3.24) с учетом того, что в выражении для параметра обнаружения $q = \sqrt{2E/N_0}$ должна фигурировать энергия всего пакета $E = N E_0$.

Если амплитуды импульсов одинаковы, то $E = \sum_{i=0}^{N-1} E_i$ и $q = \sqrt{N} q_0$, где q_0 — отношение сигнал/шум на выходе СФОИ; E_0 — энергия одиночного импульса. При проектировании обнаружителей часто необходимо знать минимальное число импульсов $N_{\text{мин}}$, обеспечивающее при заданном q_0 требуемые $p_{\text{от}}$ и $p_{\text{пс}}$. Для последовательности импульсов с одинаковыми ам-

плитудами с учетом (3.19) $N_{мин} = \left[\Phi_2^{-1}(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, p_{пс}) \right]^2$

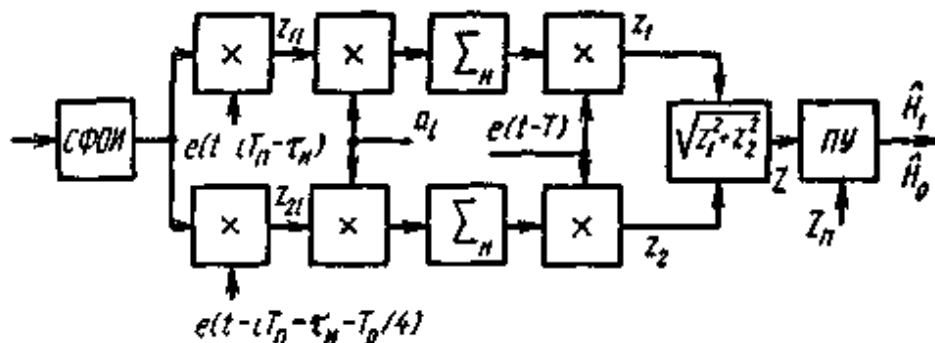


Рис.3.9. Структура обнаружителя когерентного пакета

Как отмечалось ранее, в случае малых $p_{лт}$ и $p_{пс}$ потери, связанные со случайным характером фазы, практически отсутствуют ($\xi_{дБ}=0$) и потому вместо (3.19) можно воспользоваться выражением (3.8), так что

$$N_{мин} = \frac{\left[\Phi^{-1}(1 - p_{лт}) + \Phi(1 - p_{пс}) \right]^2}{q_0^2}$$

В выражении равенство будет строгим для детерминированного пакета, в котором φ - известная величина и может без потери общности считаться равной нулю. При этом схема рис. 3.9 упростится — в ней останется лишь один квадратурный канал и сравнению с порогом будет подвергаться величина, накопившаяся в сумматоре.

Некогерентный пакет - пакет импульсов, у которого начальные фазы всех радиоимпульсов случайны и независимы друг от друга. Такой пакет называют некогерентным, его модель записывают в виде

$$s(t, \eta) = \text{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_i \dot{S}_0(t - iT_n) \exp(j(2\pi f_0 t + \varphi_i)) \right]$$

где φ_i - случайные, независимые начальные фазы, подчиняющиеся равномерному распределению.

Правило достаточной статистики выглядит следующим образом

$$\zeta = \sum_{i=0}^{N-1} \ln I_0 \left(\frac{2a_i Z_i}{N_0} \right) \frac{\dot{H}_1}{\dot{H}_0} \zeta_{п}$$

где, как и в предыдущих аналогичных соотношениях, порог $\zeta_{п}$ зависит от выбранного критерия и при использовании критерия Неймана-Пирсона определяется заданной вероятностью ложной тревоги $p_{лт}$. В наиболее типичном для практики случае прямоугольного пакета, в котором амплитуды a_i - одинаковы, структура оптимального обнаружителя имеет вид, показанный на рис. 3.10.

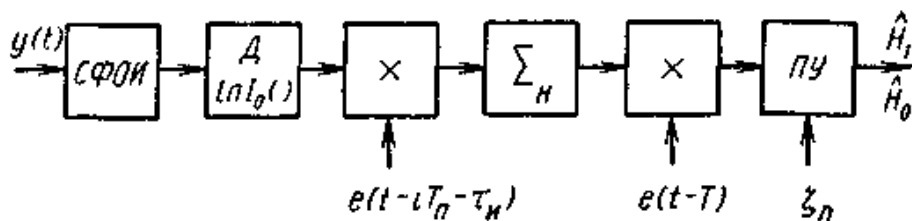


Рис. 3.10. Структура обнаружителя некогерентного пакета

Характерной ее особенностью является критичность к виду амплитудной характеристики детектора D , связанная с тем, что статистика, которая получилась бы на выходе сумматора при отклонении характеристики детектора от вида $\ln I_0(-)$, не была бы взаимно однозначно связанной с ζ . Таким образом, в схеме рис. 3.10 оптимальный тип амплитудного детектора определен однозначно - это детектор с характеристикой $\ln I_0(2Z/N_0)$. Однако при слабых или сильных сигналах ($q_0 \ll 1$ или $q_0 \gg 1$) возможны упрощения, основанные на приближениях функции

$\ln I_0(x) = x^2/4$ при $x \ll 1$ и $\ln I_0(x) = x$ при $x \gg 1$. При отсутствии сигнала (гипотеза H_0), согласно (3.4), (3.16), $\bar{Z}_i^2 = 2\sigma^2 = N_0 E$. Поэтому $(2Z_i/N_0)^2 = 2q^2_0 = 2q_1$ и при $q_0 \ll 1$ и $q_0 \gg 1$ аргумент выражения $\ln I_0(2Z_i/N_0)$ с большой вероятностью будет соответственно мал или велик по сравнению с единицей. Аналогичные выводы нетрудно сделать и для случая истинности гипотезы H_1 . Это позволяет, опираясь на приведенные ранее приближения для $\ln I_0(-)$, считать при $q_0 \ll 1$ оптимальным квадратичный детектор, а при $q_0 \gg 1$ - линейный.

Расчет качественных показателей некогерентного обнаружения в общем случае является трудоемкой задачей.

Для получения одинаковой верности обнаружения когерентного и некогерентного пакетов должно выполняться условие $\sqrt{N_{нк}} q_{до} = \sqrt{N_k} q_0$

где $N_k, N_{нк}$ — число импульсов, которое необходимо обработать в когерентном и некогерентном случаях. Если учесть, что для слабых сигналов $q_{до} = q^2_0/2$, то проигрыш во времени $T = NT_n$ при обнаружении некогерентного пакета составит $4/q^2_0$ раз. Так, например, если $q_0 = 0,1$, то на обнаружение некогерентного пакета придется потратить в 400 раз больше времени, чем когерентного. Это означает, что некогерентная обработка слабых сигналов практически лишена смысла; квалифицированный разработчик в условиях, когда режим слабого сигнала неизбежен (космическая связь, локационные и навигационные системы со сложными сигналами и др.), должен обеспечить возможность когерентного приема пакета.

В случае $q_0 \gg 1$ ситуация в корне меняется. При неограниченном росте q_0 требуемые $r_{лт}$ и $r_{пс}$ можно обеспечить, обрабатывая лишь один импульс. При этом потери за счет незнания его фазы невелики. Таким образом, некогерентная обработка сильных сигналов почти столь же эффективна, как и когерентная.

3.5. ОБНАРУЖЕНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

В радиоастрономии, радиоразведке, пассивной локации, биоэлектронике информация об источнике излучения либо каком-то явлении нередко связана с наличием или отсутствием в наблюдаемом колебании $y(t)$ реализации некоторого полезного ожидаемого случайного процесса. При этом решают задачи обнаружения случайного сигнала, описываемого на языке n -мерных ПВ или функционала ПВ. Пусть в наблюдаемом колебании $y(t)$ помимо белого шума $n(t)$ может содержаться реализация некоррелированного с $n(t)$ нормального процесса $s(t)$ с нулевым средним и корреляционной функцией $K_s(t, t + \tau)$. Тогда при истинности гипотезы H_1 процесс $y(t) = s(t) + n(t)$ как сумма некоррелированных нормальных процессов будет также нормальным с корреляционной функцией $K_y(t, t + \tau)$, равной сумме корреляционных функций $s(t)$ и $n(t)$:

$$K_y(t, t + \tau) = K_s(t, t + \tau) + N_0 \delta(\tau)/2 .$$

Правило достаточной статистики выглядит следующим образом

$$\zeta = \int_0^T y(\theta) s_y(t) dt \underset{\hat{H}_0}{\overset{\hat{H}_1}{>}} \zeta_{\text{п}}$$

в котором $\zeta_{\text{п}}$ — порог, зависящий от избранного критерия, а

$$s_y(t) = \int_0^T y(\theta) \left[\delta(t - \theta) - \frac{N_0}{2} K^{-1}_y(t, \theta) \right] d\theta \quad (3.27)$$

Соотношение (3.27) определяет некоторое линейное преобразование $y(t)$, осуществимое, например, с помощью линейного фильтра (в общем случае с переменными параметрами). Поэтому обнаружитель, реализующий правило (3.34), можно построить по схеме, показанной на рис. 3.11 и повторяющей структуру корреляционного приемника (см. рис. 3.1)

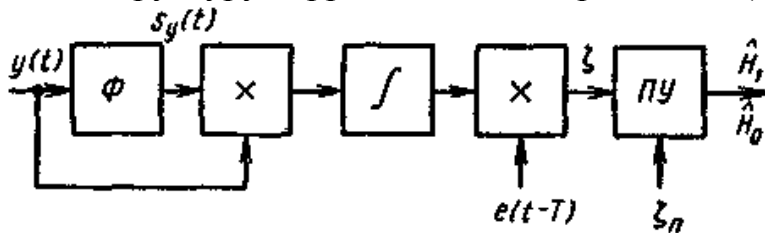


Рис.3.11. Структура обнаружителя случайного сигнала

с той лишь разницей, что опорный сигнал $s_y(t)$ теперь формируется не автономно, а из самого наблюдаемого колебания пропускаемого через линейный фильтр Φ .

3.6. Структуры и показатели различителей детерминированных сигналов

Предшествующий материал относился только к обнаружению, представляющему собой частный случай различения двух сигналов, один из которых равен нулю. В настоящем и следующем параграфах будет рассмотрено различение ненулевых сигналов одинаковой энергии. При этом

за основу будет принято правило МП (2.10), оптимальное в том случае, когда критерием качества служит сумма условных вероятностей ошибок $P_{\text{ошусл}}$, либо полная вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ при равных априорных вероятностях всех сигналов $p_i=1/M$, либо средний риск (2.1) при равновероятности сигналов и равной опасности всех ошибок $\Pi_{ik} = \Pi, i \neq k$.

Различение двух детерминированных сигналов. Согласно (2.10), (2.17), действующий по правилу МП различитель двух детерминированных сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$ равной энергии $E_0 = E_1 = E_2$ должен принимать решение о присутствии в колебании $y(t)$ сигнала, имеющего с $y(t)$ большую корреляцию:

$$z_i = z_1 - z_0 = \int_0^T y(t)s(t)dt \begin{cases} > \hat{H}_1 \\ < \hat{H}_0 \end{cases} 0$$

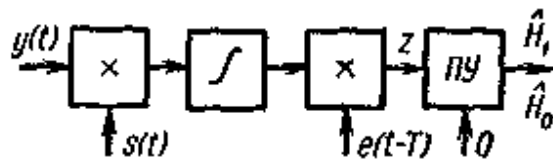


Рис.3.12. Структура устройства различения двух детерминированных сигналов

Как всегда, коррелятор можно заменить фильтром, который должен быть согласованным с разностным сигналом $s(t)$. Рассмотрим геометрическое толкование процедуры различения, проясняющее попутно вопросы о вероятностях ошибок и о том, как лучше выбрать сами различаемые сигналы. Будем интерпретировать $s_0(t)$ и $s_1(t)$ как векторы в некотором евклидовом пространстве, учтя, что длины последних в силу равенства энергий одинаковы. Так как в любом пространстве через два вектора с общим началом всегда проходит плоскость, векторы $s_i(t)$ можно считать расположенными на плоскости. Допустим, что к присутствующему на входе различителя сигналу $s_0(t)$ добавилась помеха $n(t)$, которую можно также интерпретировать как вектор, но уже не обязательно лежащий в плоскости P . Тогда результирующий вектор $y(t)=s_0(t) + n(t)$ и решение будет выноситься в пользу сигнального вектора, ближайшего к $y(t)$, т. е. имеющего меньшее евклидово расстояние

$d_{yi} = \sqrt{\int_0^T [y(t) - s(t)]^2 dt}$. Вероятность перепутывания уменьшается с ростом длины разностного вектора т. е. с увеличением евклидова расстояния между $s_0(t)$ и $s_1(t)$: $d_{01} = \sqrt{2E(1-\rho)}$, где ρ - коэффициент корреляции сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$. Теперь выражение (3.40) можно представить в более традиционном виде:

$$p_{01} = 1 - \Phi\left(q\sqrt{\frac{1-\rho}{2}}\right)$$

где $q = \sqrt{2E/N_0}$ - известный параметр обнаружения, равный отношению сигнал/шум на выходе фильтра, согласованного с $s_i(t)$, при гипотезе

$$P_{ош} = \frac{P_{о1} + P_{10}}{2} = 1 - \Phi\left(q\sqrt{\frac{1-\rho}{2}}\right)$$

H_1 .

Вероятность ошибки минимальна для противоположных сигналов $s_1(t) = -s_0(t)$, почему такая пара и считается оптимальной в любых приложениях, где требуется различение двух детерминированных сигналов равной энергии. Тем не менее, на практике по разным причинам нередко используют и неоптимальные, например ортогональные, сигналы,

$$P_{ош} = \frac{P_{о1} + P_{10}}{2} = 1 - \Phi\left(q\sqrt{\frac{1}{2}}\right)$$

для которых $\rho = 0$ и

Сравнивая выражение нетрудно видеть, что применение ортогональных сигналов вместо противоположных требует для сохранения значения $P_{ош}$ в $\sqrt{2}$ раз большего значения q , т. е. двукратного увеличения энергии сигналов E . Поэтому в классе детерминированных сигналов ортогональная пара имеет энергетические потери по отношению к противоположной $\xi_{дБ} = 3$ дБ. Легко видеть, что противоположную пару образуют два радиосигнала, отличающиеся сдвигом на угол π фазы несущей частоты. Характерных примеров ортогональных пар значительно больше, и среди них такие, как два отрезка длительностью T гармонического колебания частоты $f = k/T$ (k - натуральное число), сдвинутые по фазе на угол $\pi/2$; любые два сигнала, не перекрывающиеся по времени или по спектру; разнообразные фазоманипулированные сигналы и пр.

Выводы по главе:

1. Универсальность гауссовско-марковской модели сообщения в не меньшей степени, чем вычислительная эффективность алгоритмов фильтрации типа калмановских, объясняет повсеместное применение последних в современной информационной технике.

Вопросы для самоконтроля:

- Вопрос 1. В чем достоинство оценки по максимуму правдоподобия?
- Вопрос 2. Какой смысл вкладывается в понятие ФН?
- Вопрос 3. В чем принципиальное отличие априорной и апостериорной ПВ?
- Вопрос 4. Каков смысл понятия «фильтрация параметров сигнала»?
- Вопрос 5. Какую роль играют априорные сведения в задачах фильтрации?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия.

Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

4.1. СОДЕРЖАНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Как отмечалось в гл. 1, сигнал, поступающий на приемную сторону РТС, несет существенную для получателя (пользователя, абонента, потребителя РТС) информацию, содержащуюся в значениях тех или иных параметров: амплитуды, частоты, фазы, времени запаздывания, углов прихода и поворота плоскости поляризации радиоволн и др. Так, в обычном телевизионном вещании адресованное абоненту сообщение заключено в значениях амплитуды (канал изображения) и частоты (канал звукового сопровождения) сигнала. В радиолокации и радионавигации сведения о координатах и скоростях объектов содержатся во времени запаздывания, фазе, частоте и направлении прихода колебаний. В системах цифровой связи и цифрового вещания параметром, несущим полезную информацию, является номер переданного сигнала и т. п. Очевидно, пользователю для извлечения из полученного сигнала нужных сведений следует выяснить (определить, измерить) значения параметров сигнала, несущих требуемую информацию. Эти значения параметров не обязательно точно воспроизведут истинные, так как в реальных условиях полезный сигнал поступает на приемную сторону только в смеси с помехами. Кроме того, на измерения может существенно влиять наличие у сигнала не только полезных (несущих необходимую информацию) параметров, но и параметров, не известных потребителю и не содержащих интересных для него сведений. Например, в радиолокационных дальномерах сантиметрового диапазона информация о дальности от РЛС до цели заключена во времени запаздывания отраженного радиоимпульса, тогда как амплитуда и фаза последнего данных о дальности практически не содержат, случайно меняясь от зондирования к зондированию вследствие фединга. Полезные параметры сигнала, содержащие нужную абоненту информацию, будем называть информационными, остальные неизвестные параметры - мешающими (неинформационными, несущественными, паразитными, нежелательными). Заметим, что такая классификация параметров для каждого конкретного случая своя. Так, в стандартном телевизионном канале изображения именно амплитуда служит информационным параметром, время запаздывания же сигнала никакой информации для пользователя не несет; в интерферометрах радиопеленгаторов полезными параметрами оказываются фазы колебаний, принятых разнесенными антеннами, и т. д.

Формализованной моделью измерения параметров сигнала является следующее положение. Пусть на интервале времени $[0, T]$ присутствует колебание $y(t)$, образованное как продукт описываемого детерминированным оператором $F[\bullet]$ взаимодействия сигнала $s(t; \nu(t), \psi(t))$ с помехами $x(t)$:

Полезный сигнал $s(t; \nu(t), \psi(t))$ содержит γ информационных $\nu_i(t)$ и m

мешающих параметров $\psi_i(t)$, объединенных соответственно в γ - и m -мерные векторы. По результатам анализа $y(t)$ необходимо вынести решение о том, какие значения имеют полезные параметры сигнала $s(t; v(t), \psi(t))$ в текущий момент времени t . Если все параметры $v_i(t)$ постоянны на интервале наблюдения, то описанную процедуру называют оценкой параметров сигнала. В случае же, когда зависимостью $v(t)$ пренебречь нельзя и требуется отслеживание мгновенных значений меняющихся информационных параметров, такую процедуру называют (фильтрацией сообщений).

Из-за вероятностного характера условий, сопутствующих измерению, ошибки, т. е. отклонения измеренных значений параметров от истинных, содержат случайную составляющую, не поддающуюся компенсации с помощью калибровок, эталонных замеров и пр. Поэтому объект, осуществляющий измерение (измеритель), должен придерживаться такой стратегии, при которой негативные последствия, обусловленные случайной природой ошибок, были бы по возможности минимизированы. Таким образом, необходимо сформулировать оптимальные в некотором смысле правила измерения параметров сигналов.

4.2. БАЙЕСОВСКИЕ ОЦЕНКИ СЛУЧАЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Предположим, что сигнал не содержит никаких мешающих параметров, т. е. что все его неизвестные параметры являются информационными и, следовательно, подлежат измерению. При этом сигнал оказывается вполне детерминированной функцией аргумента t и измеряемых параметров $v(t)$ и в его записи $s(t; v(t))$ символ $\psi(t)$ не участвует.

Пусть постоянный в течение времени наблюдения информационный параметр является векторной случайной величиной $v = (v_1, v_2, \dots, v_r)^T$ - априорная r -мерная ПВ которой $W_0(X)$ известна. Напомним, что эта ПВ не связана с наблюдаемой реализацией $y(t)$ и показывает лишь, с какой частотой следует ожидать появления сигнала $s(t; v)$ с теми или иными значениями параметра X .

Как указывалось, задача измерителя состоит в том, чтобы по наблюдению $y(t)$ измерить (оценить) векторный параметр v . Отметим, что термин «оценка» в литературе используется двояко: им называют и саму процедуру измерения, и ее результат \hat{v} , т. е. измеренное значение v , выдаваемое в качестве решения. Уточним, как следует формировать оценку \hat{v} , чтобы последствия ее расхождения с истинным значением v были минимальны. При этом ограничимся изучением лишь нерандомизированных (детерминированных) правил оценки, согласно которым \hat{v} однозначно определяется видом наблюдаемого колебания $y(t): \hat{v} = F(y(t))$, (4.1)

где $F[-]$ - детерминированный оператор, отображающий множество реализаций $y(t)$ в r -мерное пространство оценок $\hat{v} = (\hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots, \hat{v}_r)^T$. Таким образом, формулирование оптимального в некотором смысле правила оценки v состоит в отыскании подходящего оператора $F[\bullet]$.

Чтобы проследить общность задачи оценки параметра сигнала с ранее изученными, допустим, что v принимает лишь дискретные значения из конечного множества $\{v_1, v_2, \dots, v_M\}$ мощности M . Тогда оценить параметр v - значит указать, какой из M возможных детерминированных сигналов $s_1(t) = s(t; v_1)$, $s_2(t) = s(t; v_2)$ присутствует в $y(t)$. Следовательно, оценка дискретного параметра v есть просто различение M сигналов, и потому для отыскания оптимального правила (4.1) можно воспользоваться уже освоенным аппаратом гл. 2. Если формулу (2.1) переписать как

$$\bar{\Pi} = \sum_{i,k} \Pi_{ik} p(v_i) P(\hat{v} = v_k | v_i) \quad (4.2)$$

и под $P(v_i)$ понимать априорную вероятность выпадения значения v_i параметра v , т. е. появления сигнала $s_i(t) = s(t; v_i)$, под $P(\hat{v} = v_k | v_i)$ - условную вероятность выдачи в качестве оценки v значения v_k при условии, что в сигнале, содержащемся в $y(t)$, параметр $v = v_i$, а под Π_{ik} — плату (штраф, риск, ущерб) за несовпадение измеренного значения $\hat{v} = v_k$ с истинным v_i , то оператор в (4.1), минимизирующий сумму (4.2), обеспечит получение оценок, оптимальных по минимуму среднего риска $\bar{\Pi}$. Такие оценки называют байесовскими.

Перейдем к оценке непрерывного случайного параметра X , принимающего значения из континуального множества. При этом, как легко понять, речь вновь идет о различении сигналов, с той лишь разницей, что последние образуют не конечное множество, а континуум. Действительно, измерить параметр v - значит по-прежнему указать, какой именно из возможных сигналов $s(t; v)$, отличающихся друг от друга значением v , присутствует в $y(t)$. Очевидно, можно приспособить критерий (4.2) и к этому случаю, осуществив предельный переход от дискретных переменных к непрерывным и трактуя сумму (4.2) как интегральную. Для этого введем функцию потерь $\Pi(v, \hat{v})$ показывающую, какой платой (штрафом, риском, ущербом) оборачивается несовпадение оценки \hat{v} с истинным значением параметра v . Пусть также $W(\hat{v} | v)$ - условная γ -мерная ПВ оценки \hat{v} при условии, что истинным является значение оцениваемого параметра, равное v . Тогда при предельном переходе $P(v_i)$ следует заменить на $W_0(v)dv$, а $P(\hat{v} = v_k | v_i)$ — на $W(\hat{v} | v)d\hat{v}$, что приведет к выражению для среднего риска

$$\bar{\Pi} = \iint \Pi(v, \hat{v}) W_0(v) W(\hat{v} | v) d\hat{v} dv \quad (4.3)$$

Очевидно, теперь оптимальной (байесовской) оценкой следует считать ту, которая минимизирует средний риск (4.4). Попытаемся выяснить, что собой представляют байесовские оценки параметров детерминированных сигналов. При этом не нужно отдельно рассматривать случаи непрерывных и дискретных параметров, поскольку для последних можно воспользоваться представлением ПВ в виде суммы взвешенных δ -

$$W_0 = \sum_{i=1}^M p_i \delta(v - v_i);$$

$$W(\hat{v}/v) = W(\hat{v}/v = v_i) = \sum_{k=1}^M p_{ik} \delta(\hat{v} - v_k).$$

функций:

(4.4)

Подстановка этих выражений в равенство (4.3) с учетом фильтрующего свойства δ -функции преобразует его в выражение (4.2).

Согласно теореме умножения вероятностей для случайных величин, $W_0(v)W(\hat{v}|v) = W(\hat{v})W(v/\hat{v})$, где $W(\hat{v})$ - безусловная ПВ оценки \hat{v} ; $W(v/\hat{v})$, - условная ПВ случайной величины v при условии, что оценкой является значение \hat{v} . Тогда в соответствии с (4.3)

$$\bar{P} = \int W(\hat{v}) \int P(v, \hat{v}) W(v/\hat{v}) dv d\hat{v} \quad (4.5)$$

Внутренний интеграл можно записать и как

$$\bar{P}(y(t)) = \int P(v, \hat{v}) W(v/\hat{v}) dv = \int P(v, \hat{v}) W(v/y(t)) dv \quad (4.6)$$

поскольку соотношение (4.2) связывает оценку \hat{v} с видом наблюдаемого колебания $y(t)$ и, следовательно, условная ПВ $W(v/\hat{v}) = W(v/F(y(t)))$.

Величина $\bar{P}(y(t))$ является условным математическим ожиданием функции потерь $P(v/\hat{v})$, вычисленным для фиксированной реализации $y(t)$ усреднением по всем возможным значениям случайного параметра v ; как и дискретный аналог ее называют условным средним риском. Как видно, оценка, для которой условный средний риск минимален для любой заданной реализации $y(t)$, минимизирует и безусловный средний риск (4.5). Поэтому байесовские оценки можно отыскивать из условия минимума выражения (4.6).

Очевидно, чем более полого ПВ тем меньшего доверия заслуживает информация о v , получаемая из $y(t)$. При высокой точности измерений кривая $W(v/y(t))$ почти для всех реализаций $y(t)$ имеет острый пик, расположенный в окрестности истинного значения v .

Для конкретизации правил байесовской оценки параметров сигнала следует прежде всего выбрать определенную функцию потерь $P(v, \hat{v})$. Этот, казалось бы, ответственный шаг, не поддающийся полной формализации, должен учитывать как степень адекватности избранного критерия $P(v, \hat{v})$, реальному представлению о качестве функционирования данной системы, так и сложность реализации соответствующего правила. Рассмотрим две наиболее "часто упоминаемые в литературе разновидности функции потерь.

1. Квадратичная функция потерь представляет собой квадратичную форму относительно отклонения (ошибки, невязки) $v - \hat{v}$ оценки \hat{v} от истинного значения параметра v :

$$P(v, \hat{v}) = (v - \hat{v})^T B (v - \hat{v}) \quad (4.7)$$

где B — любая положительно определенная симметричная матрица. Напомним, что матрицу B называют положительно определенной, если

скаляр $x^T B x$ (квадратичная форма) положителен для любых ненулевых r -мерных вектор-столбцов x . При оценке скалярного параметра v ($r=1$, $v = v$) квадратичная функция потерь $\Pi(v, \hat{v}) = b (v - \hat{v})^2$, где $b > 0$, т.е. является параболой (рис. 4.2, и). В общем случае ($r > 1$) уравнение (4.7) задает $(r+1)$ -мерный параболоид. Подставив выражение (4.7) в (4.6), найдем $\bar{\Pi}(y(t)) = \int (v - \hat{v})^T B (v - \hat{v}) W(v / y(t)) dv$

Продифференцировав правую часть этого выражения по \hat{v} и приравняв результат нулю, с учетом невырожденности матрицы B независимо от конкретного вида последней для оптимальной оценки $\hat{v} = \hat{v}_{\text{опт}}$ получим $\hat{v}_{\text{опт}} = \bar{v}_{ps}$ (4.8)

где $\bar{v}_{ps} = \int v W(v / y(t)) dv$ - апостериорное математическое ожидание векторного параметра v . Из равенства (4.8) видно, что байесовская оценка при квадратичной функции потерь есть апостериорное среднее измеряемого параметра.

Таким образом, байесовская оценка i -го параметра \hat{v}_i , - есть его апостериорное среднее, т. е. математическое ожидание, вычисленное на основании апостериорной ПВ $W(v_i / y(t))$ содержащей всю информацию о v_i извлеченную из $y(t)$.

Байесовскую оценку (4.8) называют также оценкой по центру тяжести, ибо \bar{v}_{ips} , - центр тяжести апостериорного распределения $W(v_i / y(t))$ [при более строгой терминологии — абсцисса центра тяжести плоской фигуры, ограниченной кривой $W(v_i / y(t))$ и осью v_i . Отметим, что независимость байесовской оценки (4.8) от матрицы B в (4.7) позволяет, не нарушив общности, считать матрицу B диагональной. Тогда функция потерь (4.7)

$$\Pi(v, \hat{v}) = \sum_{i=1}^r b_i (v_i - \hat{v}_i)^2, \quad (4.9)$$

где $b > 0$. Смысл такой функции потерь ясен: плата за отличие \hat{v} от v растет пропорционально квадрату ошибки измерения каждого из параметров v_i .

2. Прямоугольная (равномерная) функция потерь при оценке скалярного параметра v предполагает ущерб от ошибок, не выходящих за пределы $\pm \Delta/2$, нулевым, а от прочих ошибок — одинаковым:

$$\Pi(v, \hat{v}) = 1 - \text{rect}\left(\frac{v - \hat{v}}{\Delta}\right) \quad (4.10)$$

$\text{rect}\left(\frac{v - \hat{v}}{\Delta}\right)$ — функция, описывающая прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности, симметричный относительно оси $x = 0$. Обобщая функцию (4.10) для многомерного случая

$$P(v, \hat{v}) = 1 - \prod_{i=1}^r \text{rect}\left(\frac{v_i - \hat{v}_i}{\Delta_i}\right) \quad (4.11)$$

При этом считаются безопасными любые случаи, когда ошибки по параметрам X ; одновременно попадают в γ окон.

Байесовской оценкой окажется оценка по максимуму (моде) апостериорной ПВ: $\hat{v}_{\text{опт}} = v^M_{ps}$ (4.12)

где $v^M_{ps} = (v^M_{1ps}, v^M_{2ps}, \dots, v^M_{rps})^T$ - значение вектора v , при котором апостериорная ПВ достигает максимума. Правило МАВ (4.12) можно получить и модифицировав функцию (4.11) до простой функции потерь

$P(v, \hat{v}) = 1 - \prod_{i=1}^r \delta(v_i - \hat{v}_i)$ предполагающей одинаково опасными любые ошибки, но взимающей бесконечный по абсолютному значению отрицательный штраф, т. е. премирующей в бесконечном размере за точное совпадение оценки с истинным значением измеряемого параметра. Тогда правило МАВ (4.12) следует из выражения (4.11) после применения фильтрующего свойства δ -функции.

Следовательно, использование разных разумно выбранных функций потерь привело к различным результатам, иллюстрацией чему служит рис. 4.1, где приведены примерный вид апостериорной ПВ скалярного параметра, ее центр тяжести \bar{v}_{ips} и мода v^M_{ps} .

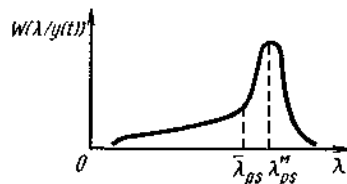


Рис.4.1. Результаты оценки случайного параметра при разных функциях потерь

Можно ввести и другие функции потерь, увеличив число примеров, приводящих к различным байесовским оценкам. Следует, однако, отметить, что для симметричных апостериорных распределений и симметричных неубывающих функций потерь все байесовские оценки совпадают. Для практических задач асимметричные функции потерь не представляют интереса.

4.3. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ НЕСЛУЧАЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ И ГРАНИЦА КРАМЕРА-РАО

Как следует из § 4.2, основным в байесовской теории оценок является допущение о том, что оцениваемые параметры — случайные величины и их априорная ПВ известна. В априорной ПВ содержится информация, источником которой служат наблюдения, предшествующие данному измерению. Реальные обстоятельства, однако, нередко складываются так, что наблюдатель не обладает надежной априорной информацией о v . Такая кар-

тина характерна, например, для оценки каких-либо физических величин, не измерявшихся ранее вообще или измерявшихся в иных условиях. Например, обширная статистика метеообразований в экваториальной области Земли не может рассматриваться как достоверная априорная информация для метеолокатора, работающего в приполярных широтах; сведения, полученные с помощью радиотелескопа, просматривающего один сектор небесной сферы, нельзя использовать как априорные при переходе к другому сектору и т. п. Незнание априорной ПВ X исключает возможность нахождения байесовских оценок, так как воспользоваться равенством (4.14) для построения апостериорного распределения при этом не удастся. Можно, конечно, в этом случае применить так называемые минимаксные оценки, гарантирующие неперевышение средним риском при любых ПВ определенного значения. Однако отыскание таких оценок не просто и, кроме того, сами минимаксные оценки нередко излишне осторожны, минимизируя средний риск для «плохих» W ценой существенного завышения Π для остальных.

Радикальным способом преодоления трудностей, обусловленных отсутствием априорных данных, является полный отказ от интерпретации измеряемых параметров как случайных величин и переход к небайесовским критериям качества, не требующим предписываемого формулами (4.5), (4.6) усреднения риска по значениям измеряемой величины X . Один из таких критериев, весьма продуктивный и в наибольшей мере адекватный общепринятому взгляду на качество физических измерений, базируется на требованиях несмещенности и минимума условной дисперсии оценки. При измерении физической величины экспериментатор, как правило, старается придерживаться такой методики, при которой результат измерения не содержит систематической погрешности. Это стремление формально можно выразить условием несмещенности оценки для любых возможных истинных значений оцениваемого параметра ν . Усреднение проводится по всем колебаниям $y(t)$.

Таким образом, каким бы ни было действительное значение параметра, его оценка в среднем не должна отличаться от X .

Введенные условия в совокупности можно трактовать как единый критерий качества, предписывающий считать оптимальной ту оценку, для которой одновременно выполнены условия

$$\hat{\nu} - \nu = 0 \tag{4.13}$$

$$D \hat{\nu} / \nu \int (\hat{\nu} - \tilde{\nu})^2 = \overline{(\hat{\nu} - \nu)^2} = \min \tag{4.14}$$

Такая оценка будет иметь потенциальную, т. е. наивысшую возможную, точность. Подобный критерий в общем случае не ведет столь же явно, как байесовский, к конкретным правилам оценки. В то же время для ряда важнейших практических задач вытекающие из него решения оказываются достаточно простыми. Основу их составляет соотношение, называемое первенством (границей) Крамера-Рао и устанавливающее нижний

предел условной дисперсии несмещенной оценки параметра.

$$D \hat{\nu} / \nu \geq \left\{ \left[\frac{d \ln W(y(t)/\nu)}{d\nu} \right]^2 \right\}^{-1} = \left[\frac{d^2 \ln W(y(t)/\nu)}{d\nu^2} \right]^{-1} \quad (4.15)$$

Это выражение и определяет границу Крамера — Рао. Несмещенную оценку, для которой неравенство (4.15) превращается в равенство, называют эффективной. Необходимым и достаточным условием эффективности оценки служит обращение в равенство неравенства Буняковского — Шварца, возможное тогда и только тогда, когда

$$\hat{\nu} - \nu = k(\nu) \frac{d \ln W(y(t)/\nu)}{d\nu} \quad (4.16)$$

где $k(\nu)$ — некоторая функция ν , [но не $y(t)$].

Величину (4.24) называют информацией Фишера. Таким образом, никакая несмещенная оценка не может обладать условной дисперсией, меньшей величины, обратной информации Фишера.

4.4. ОЦЕНКИ ПО МАКСИМУМУ ПРАВДОПОДОБИЯ

Требование (4.16) накладывает жесткие ограничения на вид ФП: преобразуя его, можно убедиться, что равносильным необходимым и достаточным условием существования эффективной оценки скалярного параметра ν , является принадлежность $W(y(t)/\nu)$ к довольно специфическому (экспоненциальному) классу функций. Более того, при несуществовании эффективной оценки не всегда удается построить несмещенную оценку, хотя бы удовлетворяющую критерию (4.15), предписывающему минимизировать условную дисперсию равномерно по ν (т. е. одновременно для всех истинных значений ν). Возможны случаи, когда в одной области значений ν лучшим будет одно правило оценки, а в другом — другое. Аналогичные выводы можно сделать и для векторного параметра ν . Однако в практических задачах измерения, как правило, должны выполняться с высокой точностью, для достижения которой экспериментатор заранее принимает необходимые меры. Такой мерой при радиотехнических измерениях является обеспечение достаточной длительности наблюдений или заметного превышения помех сигналом. В подобных условиях наблюдателя может удовлетворить правило оценки, гарантирующее несмещенность и равномерный по ν минимум условной дисперсии асимптотически, т. е. при неограниченном увеличении интервала анализа или уровня сигнала. Именно такими асимптотически оптимальными свойствами и обладает оценка по максимуму правдоподобия (ОМП).

В качестве ОМП измеряемого вектора ν берут значение ν , максимизирующее ФП для наблюдаемой реализации $y(t)$. Как отмечалось, оценка параметров сигнала есть разновидность различения сигналов, поэтому алгоритм ОМП не нов — это разновидность введенного в п. 2.2 правила МП,

распространенного и на континуальные множества различаемых сигналов. Поскольку максимум ФП достигается на тех же ν , что и максимум логарифма ФП, правило ОМП можно записать в виде

$$W(y(t)/\hat{\nu}) = \max \ln W(y(t)/\nu).$$

В теории оценок доказывается, что при выполнении некоторых достаточно общих условий регулярности ФП (в частности, дифференцируемости по всем ν_i) относительно ОМП справедливы следующие утверждения:

1. ОМП — асимптотически несмещенная;
2. ОМП параметров ν_i асимптотически совместно эффективны;
3. ОМП параметров ν_i асимптотически совместно нормальны с корреляционной матрицей K , обратной информационной матрице Фишера: $K = \Phi^{-1}$.

Здесь термин «асимптотически» означает соблюдение условий достижения высокой точности измерений; он является кратким эквивалентом словосочетания «при большом времени наблюдения или большой энергии сигнала». Следовательно, во-первых, наблюдатель, заинтересованный в надежных измерениях, может принять в качестве оптимальной стратегию формирования оценки по максимуму правдоподобия, причем уверенность в том, что эта оценка наилучшая, будет тем более обоснованной, чем больше время наблюдений или энергия сигнала, и, во-вторых, условные дисперсии ОМП, асимптотически стремящиеся к границам Крамера - Рао, при точных измерениях могут рассчитываться как правые части неравенств (4.16).

Перечислим дополнительно некоторые важные свойства ОМП:

1. если строго (а не только асимптотически) эффективная оценка существует, то ОМП и является этой оценкой.
2. ОМП инвариантна к замене переменных.
3. ОМП являются асимптотически байесовскими оценками.

Изложенное позволяет рассматривать правило ОМП как универсальную и безотказную методику оценки параметров сигналов. Являясь эффективной в тех случаях, когда эффективная оценка существует, ОМП в условиях надежных измерений обладает практически наилучшими характеристиками, в том числе и в байесовском смысле

4.5. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИСПЕРСИЙ ОЦЕНОК И ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Как указывалось ранее, оценка по максимуму правдоподобия эффективна всякий раз, когда строго эффективная оценка вообще существует. Однако во всех случаях выполнения условий регулярности ОМП асимптотически эффективна. Таким образом, можно считать дисперсию ОМП совпадающей с границей Крамера-Рао. При существовании эффективной оценки это совпадение абсолютно точно, в других же случаях дисперсия ОМП тем ближе к названной границе, чем информативнее наблюдения, т. е. чем правомернее ориентир на асимптотическую эффективность ОМП.

Как отмечалось, для проявления механизма асимптотической эффективности необходимо заметное превышение энергией сигнала интенсивности шума либо достаточная продолжительность наблюдений. Полагая требования, гарантирующие равенство (точное или приближенное) дисперсии ОМП границе Крамера-Рао, соблюденными, конкретизируем выражения для последней применительно к измерениям параметров сигнала, маскируемого аддитивным белым шумом.

$$\text{Матрица Фишера } \Phi_{ik} = -q^2 \frac{d^2}{dv_i dv_k} \chi(v_0, v) \Big|_{v=v_0}, \quad i, k=1-r, \quad (4.17)$$

где $q^2 = 2E/N_0$ – отношение сигнал/шум на выходе согласованного с сигналом $s(t; v)$ фильтра, а функция

$$\chi(v_0, v) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} s(t; v_0) s(t; v) dt \quad (4.18)$$

- называется функцией неопределенности (ФН) сигнала $s(t; v)$ по параметру v . Очевидно, ФН есть коэффициент корреляции двух копий сигнала $s(t; v)$, имеющих различные значения (v_0 и v) измеряемого параметра v . Кроме того, $|\chi(v_0, v)| \leq |\chi(v_0, v_0)| = 1$.

Дисперсия ОМП равна $D \hat{v} = -1 / \chi''(0)$

Таким образом, повышению точности ОМП скалярного параметра v способствует, с одной стороны, увеличение энергии сигнала, т. е. величины q , а с другой — применение таких сигналов, у которых ФН имеет по возможности острый пик (большую по абсолютному значению отрицательную вторую производную) в точке $v = 0$.

4.6. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ФИЛЬТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Как указывалось ранее, фильтрацией называют измерение текущих значений параметров сигнала, меняющихся в процессе наблюдения. Таким образом, целью фильтрации является формирование оценки $\hat{v}(t)$ значения зависящей от времени величины (в общем случае векторной) $v(t) = (v_1(t), \dots, v_r(t))^T$, входящей в качестве параметра в сигнал $s(t; v(t))$. Сигнал доступен наблюдателю в смеси с помехой, так что колебание, на основании которого должна быть построена искомая оценка $\hat{v}(t)$, описывается вариантом соотношения (4.1) $y(t) = F[s(t; v(t)), x(t)]$, (4.19)

которое в теории фильтрации называют уравнением наблюдения. Отметим, что, распространив на задачу фильтрации идеи, изложенные в п. 4.2, мешающие параметры сигнала $\psi(t)$ можно присовокупить к информационным, увеличив размерность вектора последних. Поэтому в (4.19) мешающие параметры самостоятельно не фигурируют.

Из приведенного определения ясно, что текущая оценка $\hat{v}(t)$ в процессе фильтрации формируется исходя из всей полученной вплоть до момента t информации, т. е. с учетом значений наблюдаемой реализации $y(\xi)$ при

всех $\xi < t$.

Родственной является задача прогнозирования или экстраполяции, когда по наблюдениям $y(\xi)$ вплоть до момента t требуется предсказать будущее значение параметра $v(t + \tau)$ при $\tau > 0$. Если измеряют значения параметра в моменты времени, предшествующие t ($v(t - \tau)$, $\tau > 0$), то такую процедуру называют сглаживанием или интерполяцией.

К фильтрации сводятся многие классические радиотехнические задачи. Так, в традиционных системах передачи непрерывной информации (радиовещание, телевидение, радиосвязь и т. д.) передаваемое сообщение модулирует тот или иной параметр излучаемых высокочастотных колебаний, на приемной же стороне для восстановления сообщения осуществляют демодуляцию, состоящую в непрерывном отслеживании амплитуды, частоты или фазы (в зависимости от вида модуляции) колебаний, т. е. фильтрацию названных параметров. В то же время теория фильтрации используется и для решения сложных задач, таких, как обработка информации в многозвенных комплексах, объединяющих разнородные системы. Для того чтобы исследовать задачу фильтрации перепишем уравнение наблюдения (4.68) в векторной форме: $y(t) = s(t; v(t)) + x(t)$.

В этой записи учтена возможность получения информации о $v(t)$ из разнородных наблюдений, т. е. из множества N параллельно наблюдаемых реализаций $y_i(t)$ процессов, записанных как одна реализация N -компонентного векторного колебания $y(t) = (y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t))^T$

Независимо от конкретного содержания той или иной задачи удобно считать, что каждому скалярному колебанию $y_1(t)$ отвечает свой индивидуальный l -и канал. Каждая из реализаций, т. е. каждый из N каналов, содержит свой полезный сигнал $s_l(t; v(t))$; являющийся детерминированной функцией t и измеряемого параметра $v(t)$. Все N сигналов сведены в одну N -компонентную векторную функцию - сигнал $s(t; v(t)) = (s_1(t; v(t)), s_2(t; v(t)), \dots, s_N(t; v(t)))^T$. Помеха в (4.69) также представлена в векторной форме $x(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t))^T$ так как в каждом из N каналов присутствует свой шумовой компонент. Появление в (4.69) знака плюс вместо оператора $F[.,.]$ указывает на то, что далее помеха $x(t)$ будет считаться аддитивной: $y_l(t) = s_l(t; v(t)) + x_l(t)$, $l = 1, 2, \dots, N$.

Определяющее влияние на алгоритмы формирования $\hat{v}(t)$ имеет вид зависимости $s(t; v(t))$ в (4.69) от $v(t)$. Если это линейная функция $v(t)$, т. е. зависимость подчиняется принципу суперпозиции, и можно записать $s(t; v(t)) = H(t)v(t)$, где $H(t)$ — некоторая $N \times r$ -матрица, элементы которой могут зависеть от времени t , но не от $v(t)$, то фильтрацию параметра $v(t)$ называют линейной. В остальных случаях фильтрацию называют нелинейной.

Наряду с непрерывной фильтрацией, осуществляемой при непрерывном наблюдении $y(t)$, можно рассматривать и дискретную фильтрацию или фильтрацию последовательностей, когда наблюдения доступны лишь в отдельные моменты времени t_i . Тогда вместо (4.19) используют уравнение наблюдения

$$y_i = s_i(v_i) + x_i. \quad (4.20)$$

Уравнением сообщения называют

$$\begin{aligned} y_i &= h_i v_i + n_i \\ v_i &= b_i v_{i-1} + v_i \end{aligned} \quad (4.21)$$

При дискретной фильтрации целью является оценка i -го элемента $v(t)$, последовательности v_i , по наблюдениям y_i . Главной проблемой изучаемой области статистической теории РТС является оптимальная фильтрация, т. е. отыскание наилучших в некотором смысле правил формирования текущей оценки $v(t)$. При этом за основу может быть принят байесовский подход, общие положения которого без затруднений переносятся со случая неизменного в течение наблюдений параметра на рассматриваемый случай.

Из нормальности апостериорной ПВ на $(i - 1)$ -м шаге следует нормальность ее на i -м, что при допущении нормальности v_0 индуктивно доказывает нормальность апостериорной ПВ для любого i . Вспомним, что при квадратичной или простой функциях потерь оптимальными (байесовскими) оценками являются оценки по центру тяжести (апостериорному среднему) либо по правилу МАВ. Но для нормальной апостериорной ПВ среднее и мода совпадают. Следовательно, в качестве оптимальной оценки скалярного измеряемого параметра при линейной фильтрации независимо от функции потерь следует брать апостериорное среднее.

Соотношения

$$\begin{aligned} \hat{v}_i &= b_i \hat{v}_{i-1} + g_i (y_i - h_i b_i \hat{v}_{i-1}); \\ K_{vi} &= [b_i^2 K_{v_{i-1}} + K_{v_i}]^{-1} + h_i^2 K_{ni}^{-1} \quad (4.22) \\ g_i &= h_i K_{vi} K_{ni}^{-1}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Эти соотношения называются уравнениями фильтра Калмана. Как следует из (4.22), располагая оценкой на предыдущем шаге, фильтр Калмана, основываясь на уравнении сообщения (4.21) прогнозирует оценочное значение $b_i \hat{v}_{i-1}$ на i -и шаг.

По получении i -го наблюдения y_i , прогнозируемая оценка подправляется на значение, пропорциональное невязке (обновляющему процессу), т. е. отклонению прогнозируемого слагаемого $h_i b_i \hat{v}_{i-1}$ i -го наблюдения в (4.21) от полученного отсчета y_i . Коэффициент пропорциональности, регулирующий вес новых данных (невязки) в v_i по сравнению с прогнозом $b_i \hat{v}_{i-1}$ называют коэффициентом усиления фильтра Калмана. Эта величина помимо коэффициента h_i в уравнении наблюдения и дисперсии шума наблюдения K_{ni} определяется еще и апостериорной дисперсией K_{vi} параметра v_i . Последняя совпадает с квадратом разности оценки \hat{v}_i и истинного значения v_i , усредненным по всем возможным шумам наблюдения, и, таким образом, характеризует точность оценки на i -м шаге. Действия, выполняемые фильтром Калмана, иллюстрируются схемой рис. 4.10, в которой элемент задержки осуществляет запоминание предыдущей, $(i-1)$ -й, оценки до следующего, i -го, шага.

Рисунок, как и поясняемый им рекуррентный (разностный) алгоритм (4.22) - (4.24), показывает, что фильтр Калмана является характерным примером линейной дискретной замкнутой астатической системы регулирования с переменными параметрами. Ее чувствительный элемент (дискриминатор) вырабатывает сигнал рассогласования (невязку) входных данных y_i и данных, поступающих по цепи обратной связи $h_i b_i \hat{v}_{i-1}$. После взвешивания рассогласование суммируется с ранее накопленным результатом, что эквивалентно введению в замкнутый контур интегратора, исключаяющего статическую ошибку.

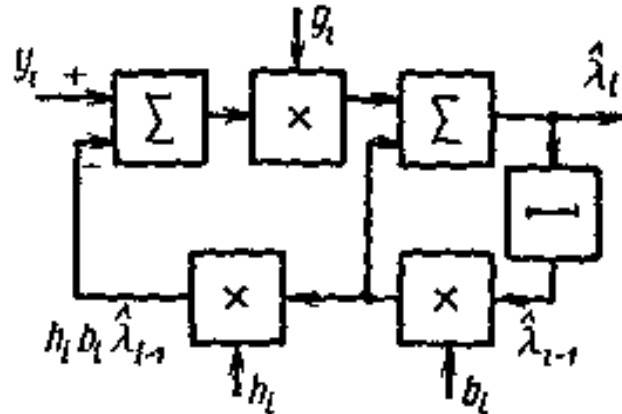


Рис.4.2. Фильтр Калмана

Приведенные рассуждения позволяют понять и алгоритм фильтра Калмана для векторного параметра при векторных наблюдениях.

Техника его вывода не отличается принципиально от использованной ранее, а итогом служат соотношения, которые формально можно получить из (4.85) — (4.87), заменив скаляры соответствующими векторно-матричными аналогами \hat{v}_i , y_i , h_i , b_i , а дисперсии K_{v_i} , K_{n_i} , K_{v_i} - корреляционными матрицами K_{v_i} , K_{n_i} , K_{v_i} последняя из которых характеризует точность фильтрации векторного параметра v_i (4.88)

$$\hat{v}_i = B_i \hat{v}_{i-1} + G_i (y_i - H_i B_i \hat{v}_{i-1});$$

$$K_{v_i} = [B_i K_{v_{i-1}} B_i^T + K_{v_i} + H_i^T K_{n_i}^{-1} H_i]^{-1};$$

$$G_i = K_{v_i} H_i^T K_{n_i}^{-1}. \quad (4.25) - (4.27)$$

где G_i — матрица размера $r \times N$, являющаяся матричным коэффициентом усиления фильтра Калмана.

Суть алгоритма (4.25) - (4.27) осталась прежней; экстраполированная с предыдущего шага оценка после получения i -го наблюдения y_i , - корректируется с учетом новой информации, заключенной в невязке $y_i - H_i B_i \hat{v}_{i-1}$, вклад которой в \hat{v}_i определяется матричным коэффициентом усиления G_i .

Пошаговый (рекуррентный) характер алгоритма Калмана, позволяющий получать текущую оценку корректировкой ее предыдущего значения с учетом только очередного (i -го) наблюдения, удобен для реализации на ЭВМ, особенно при необходимости фильтрации в реальном времени, т. е.

по мере поступления данных. Подчеркнем, что коэффициенты усиления g_i , G_i в (4.22), (4.25), как и характеристики точности оценок K_{vi} и K_{oi} , не зависят от входных данных и могут быть рассчитаны заранее для всех значений i и занесены в память ЭВМ, с тем чтобы извлекаться оттуда по мере надобности. Кроме того, на практике нередко приемлемы те или иные упрощения алгоритма Калмана, как, например, замена переменных коэффициентов усиления g_i и G_i в (4.22), (4.25) некоторыми не зависящими от i , т. е. переход к квазиоптимальным фильтрам с постоянными параметрами.

Диапазон применений алгоритма Калмана в современных информационных системах чрезвычайно широк. Хотя для доказательства его оптимальности при байесовском подходе пришлось оговорить нормальность помехи, он обладает определенными оптимальными свойствами и по отношению к любым аддитивным помехам. Оказывается, что формируемая им текущая оценка наиболее близка в смысле среднеквадратического отклонения к истинному значению параметра по сравнению с прочими линейными (полученными только линейными преобразованиями наблюдений) оценками. Кроме того, алгоритм Калмана можно усложнить, приспособив и к задачам нелинейной фильтрации.

Выводы по главе:

1. Диапазон применений алгоритма Калмана в современных информационных системах чрезвычайно широк. Хотя для доказательства его оптимальности при байесовском подходе пришлось оговорить нормальность помехи.

2. Наблюдатель, заинтересованный в надежных измерениях, может принять в качестве оптимальной стратегию формирования оценки по максимуму правдоподобия, причем уверенность в том, что эта оценка наилучшая, будет тем более обоснованной, чем больше время наблюдений и или энергия сигнала.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. В чем достоинство фильтра Калмана?

Вопрос 2. Поясните уравнение наблюдения?

Вопрос 3. Приведите границу Крамера-Рао?

Вопрос 4. Перечислите основные свойства ОМП.

Вопрос 5. Какие функции потерь используются?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 12 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 5. РАЗРЕШЕНИЕ СИГНАЛОВ

5.1. ПОНЯТИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

Как известно, в активных радиолокаторах решение о наличии цели в данном секторе пространства выносится в том случае, когда при зондировании (облучении) этого сектора приемник локатора улавливает эхосигнал, отраженный целью. При этом время запаздывания и доплеровский сдвиг эхосигнала относительно зондирующего сигнала содержат сведения о расстоянии до цели и ее радиальной скорости, а положение нормали к фронту отраженной целью волны - о ее угловых координатах. Предположим, что на каком-то зондируемом направлении оказались две близко расположенные цели. Тогда разность времен запаздывания соответствующих им эхосигналов (пунктир на рис. 5.1,б) относительно зондирующего сигнала $s(t)$ (рис. 5.1, а) может оказаться меньше длительности последнего, так что эхосигналы наложатся друг на друга, образовав суперпозицию (штрихпунктир на рис. 5.1,б).

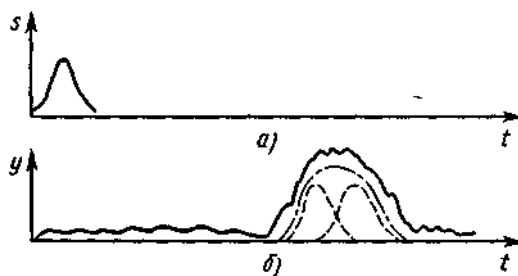


Рис.5.1. Маскирующие свойства наложения

Поскольку названная суперпозиция искажается шумом, неизбежно сопутствующим приему, в результирующем колебании $y(t)$ (сплошная линия на рис. 5.1,б) довольно трудно «разглядеть» присутствие именно двух сигналов, а не одного. При большем числе накладывающихся эхосигналов отмеченная трудность усугубляется. Таким образом, определение числа сигналов в наблюдаемой реализации и измерение параметров каждого из них при перекрытии сигналов существенно сложнее, чем в том случае, когда индивидуальные эхосигналы в достаточной мере разнесены по времени запаздывания. В этом и состоит проблема разрешения по запаздыванию, т. е. выделения полезной информации, заключенной в каждом из наложившихся сигналов, отличающихся друг от друга временем запаздывания. Можно ввести понятие разрешения сигналов по углу (направлению прихода), с которым приходится иметь дело в локаторах, просматривающих заданный сектор с помощью последовательно перемещающегося в пространстве (сканирующего) луча: эхосигналы от двух целей, расположенных на угловом расстоянии, сравнимом с шириной луча, вновь могут перекрыться друг с другом, что приведет к уже упомянутым последствиям. При этом, пытаясь извлечь необходимые сведения о каждом входящем в принимае-

мую суперпозицию сигнале, наблюдатель опирается на тот факт, что отличительным признаком индивидуального сигнала является направление прихода. Если, например, наблюдатель знает априори, что эхосигналы, которые могут наложиться, отличаются друг от друга доплеровским смещением частоты и на этой основе строит стратегию определения числа наблюдаемых сигналов и их параметров, то уместно говорить о разрешении по частоте. Характерны для локаторов и такие комбинации, как совместное разрешение по времени запаздывания и углу, времени запаздывания и частоте и т. п.

Ссылка на локационные системы в связи с понятием разрешения не случайна. Именно в локации проблемы разрешения встают особенно остро. Помимо того, что современные радиолокаторы должны решать такие прямо формулируемые на языке разрешения задачи, как определение числа, параметров движения и типов самолетов и кораблей в ордере, локационные наблюдения целей к тому же всегда ведутся на фоне смеси паразитных эхосигналов, отраженных морской и земной поверхностями, различными местными предметами, постройками, специально разбрасываемыми маскирующими отражателями и т. д. Очевидно, все мешающие эхосигналы однотипны с полезными и выделить информацию, содержащуюся в последних, можно лишь учтя различие параметров (времени запаздывания, доплеровского сдвига и пр.) полезных и мешающих эхосигналов. Таким образом, обработку локационных сигналов на фоне совместно действующих флуктуационных шумов и мешающих отражений можно рассматривать как разновидность разрешения.

Вместе с тем относить вопросы разрешения исключительно к задачам локации было бы неверно. С необходимостью отдельного извлечения информации из налагающихся друг на друга однотипных сигналов приходится сталкиваться в различных радиоэлектронных системах. В радионавигации и связи приходится разделять многолучевые сигналы, образующиеся за счет многомодового распространения радиоволн на трассе передатчик-приемник, в системах управления воздушным движением самолетный приемник должен «разглядеть» в потоке ответных сигналов маяка-ответчика сигнал, адресованный ему, на фоне однотипных ответов другим самолетам и т. д. В итоге целесообразно дать такое обобщающее определение понятию разрешения: разрешение сигналов по параметру (в общем случае векторному). есть извлечение информации из каждого из наблюдаемых одновременно однотипных сигналов, использующее тот факт, что образующие суперпозицию индивидуальные сигналы отличаются друг от друга значениями ν .

Если конкретизировать понятие «извлечение информации», выяснится, что разрешение всякий раз выливается в уже рассматривавшиеся ранее процедуры различения, измерения параметров, обнаружения сигналов. Действительно, пусть известно, что в $y(t)$ присутствует не более n однотипных сигналов, у каждого из которых значение ν принадлежит своей об-

ласти $L_1; L_2, \dots, L$. Если извлечение информации означает выяснение того, сколько и каких именно сигналов действительно содержится в наблюдении $y(t)$, то эту задачу можно интерпретировать как проверку $M=2^n$ гипотез, т.е. обычное различение $M=2^n$ некоторых новых сигналов представляющих собой исходные, суммы всевозможных пар исходных, троек исходных и т.д.

Если число k : и номера i_1, i_2, \dots, i_k разрешаемых сигналов установлены и извлечение информации состоит в измерении параметров каждого из них, то следует говорить об измерении некоторого результирующего, эквивалентного многомерного [составленного из векторов информационных параметров всех сигналов $s_i(t; \nu)$] информационного параметра ν суммар-

ного сигнала $s_{\Sigma}(t; \nu) = \sum_{i=1}^k s_{i_i}(t; \nu)$, что вновь означает переход к традиционным процедурам оценки либо фильтрации параметров сигналов. Таким образом, введенное ранее определение дает статистическую трактовку разрешения на языке уже изучавшихся «стандартных» процедур извлечения информации. Не выходя за рамки статистического подхода, можно вложить в понятие разрешения несколько более узкий смысл. Так, решение вопроса о числе и номерах присутствующих в $y(t)$ сигналов из прежнего множества $(s_i(t; \nu) : i=1, 2, \dots, n)$ можно трактовать как параллельное обнаружение каждого из n сигналов. При этом сложная гипотеза об отсутствии в $y(t)$ конкретного i -го сигнала $s_i(t; \nu)$ независимо от наличия или отсутствия остальных проверяется по отношению к альтернативе о наличии $S_i(t; \nu)$ в $y(t)$ безотносительно к тому, есть в $y(t)$ другие сигналы или нет. Очевидно, при каждой процедуре обнаружения все сигналы, кроме обнаруживаемого i -го, выступают в роли мешающих, т.е. являются помехой. Аналогично, измерение параметров индивидуальных перекрывающихся сигналов можно разбить на ряд параллельных измерений параметров каждого отдельно взятого i -го сигнала, считая по отношению к нему все остальные сигналы, входящие в наблюдаемую суперпозицию, помехами. Такая интерпретация разрешения по параметру позволяет определить его как обнаружение либо измерение параметров некоторого полезного сигнала в условиях совокупного мешающего воздействия флуктуационных шумов и помех в виде суперпозиции копий полезного сигнала, отличающихся от последнего значениями ν . Термин «разрешающая способность» при этом означает способность к выполнению соответствующей функции (обнаружения, измерения параметров) в присутствии помех названной природы. Иногда используют уточняющие названия «разрешение — обнаружение» и «разрешение — измерение» [12], желая этим подчеркнуть, что в первом случае целью разрешения служит установление факта наличия i -го сигнала в наблюдении $y(t)$, во втором — измерение параметров этого сигнала.

Статистическое толкование разрешающей способности учитывает ко-

нечные цели обработки наблюдений в радиоэлектронных системах и является более содержательным, чем заимствованное из классической оптики детерминистическое. Напомним, что, согласно введенному У. Рэлеем классическому определению, разрешающая способность оптических приборов «есть способность этих приборов давать отдельные изображения двух близких друг к другу точек объекта», причем «наименьшее линейное или угловое расстояние между двумя точками, начиная с которого их изображения сливаются», может служить количественной мерой разрешающей способности.

Если попытаться отнести подобное определение к радиоэлектронным приборам, то получится примерно следующее: разрешающая способность радиоэлектронного прибора есть способность давать такой суммарный отклик на суперпозицию двух отличающихся значениями параметра сигналов, в котором просматриваются два максимума, соответствующих отдельным сигналам. Мерой разрешающей способности при этом может служить минимальная разница значений i накладываемых сигналов, при которой указанные два максимума еще не воспринимаются как один.

Несмотря на принципиальные различия статистического и детерминистического подходов к проблеме разрешения, практические выводы, получаемые на их основе, нередко совпадают. Причиной этого является то, что статистические и детерминистические характеристики разрешающей способности находятся в сильной зависимости от одной и той же величины — функции неопределенности сигнала по параметру ν (см. гл. 3).

5.2. ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В ТЕОРИИ РАЗРЕШЕНИЯ

Ранее отмечалось, что статистическая интерпретация позволяет переформулировать любую задачу разрешения в терминах обнаружения, различения, измерения параметров сигналов. Подобная трансформация подразумевает расшифровку конкретной цели разрешения и введение подходящих новых моделей сигналов и помех, адекватных исходной постановке. С учетом этого можно успешно применять развитый в предыдущих главах аппарат для статистического синтеза оптимальных в том или ином смысле алгоритмов и устройств разрешения сигналов. В специальной литературе можно найти многочисленные примеры такого рода решений, от обсуждения которых на страницах данной книги придется воздержаться, во-первых, из-за ограниченного объема, а во-вторых, вследствие того, что с методологической точки зрения соответствующие задачи не новы по сравнению с рассмотренными ранее. Более важным представляется изучить влияние законов и параметров модуляции сигналов на разрешающую способность и критерии рационального выбора сигналов, связанные с характеристиками разрешающей способности. Начнем со следующей задачи. Пусть необходимо установить, отсутствует или присутствует на входе некоторого устройства полезный радиосигнал с комплексной огибающей,

имеющий значение некоторого неэнергетического параметра, равное ν . Для того чтобы выяснить, какая форма (закон модуляции, структура) сигнала $S(t; \nu)$ является оптимальной для данной задачи, следовало бы, согласно (2.15), найти значения ФП при гипотезах H_0 и H_1 (если известно априорное распределение \dot{A}_m) и, составив ОП, получить оптимальное правило разрешения — обнаружения. После этого вычисление вероятностей ошибок $p_{лт}$, $p_{пс}$ позволило бы выявить их зависимость от функции $S(t, \nu)$, а следовательно, определить и наилучшую форму сигнала. Однако, жертвуя точными количественными зависимостями, можно на качественном уровне проследить связь характеристик разрешения с законом модуляции сигнала $S(t; \nu)$. Действительно, при фиксированных значениях \dot{A}_m и \dot{A}_m^1 гипотезы H_0 и H_1 будут тем заметнее отличаться одна от другой, чем больше евклидово расстояние между парой сигналов, так как в соответствии с (5.1) проверка H_0 относительно H_1 и есть различение двух названных сигналов. Так как квадрат евклидова расстояния равен энергии разности сигналов, то

$$d_{12} = E(1 + A_{\Delta}^2 - 2A_{\Delta} \chi(\nu, \nu_m))$$

$$\text{где } A_{\Delta} = \dot{A}_m - \dot{A}_m^1.$$

Следовательно, для максимизации минимального значения квадрата евклидова расстояния т. е. обеспечения по возможности лучшей разрешающей способности [различимости гипотез] в условиях, когда мешающий сигнал проявляет себя наиболее неблагоприятным образом, следует стремиться к минимизации уровня ФН χ .

Таким образом, качественный вывод, к которому привел анализ задачи разрешения — обнаружения, состоит в том, что показатели разрешения по неэнергетическому параметру ν , сигналов «расстроженных» по ν на ν_0 — ν_0 , тем выше, чем ниже уровень ФН $\chi(\nu_0, \nu)$. При стационарной ФН можно положить $\nu_0 = 0$, тогда величина ФН будет характеризовать качество разрешения двух сигналов, значения неэнергетического параметра которых отличаются на ν . Следовательно, зависимость качества разрешения от формы сигнала $\dot{S}(t; \nu)$ проявляется в «управлении» разрешающей способностью через уровень ФН $\chi(\nu)$.

К аналогичным выводам привело бы и рассмотрение более сложных статистических задач разрешения, а также детерминистический анализ разрешающей способности на основе рэлеевского критерия. В заключение отметим, что любое разрешение основывается на различиях расстроженных на ν копий сигнала. Следовательно, чем заметнее отличаются друг от друга эти копии, тем легче их разрешить. Мерой же отличия либо, наоборот, сходства двух копий сигнала, расстроженных по неэнергетическому параметру на X , а также по начальной фазе на непредсказуемое значение, служит ФН.

5.3. РАЗРЕШЕНИЕ ПО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ, ПРОСТЫЕ И СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ

Разрешение по времени запаздывания определяется уровнем ФН.

Такая ФН стационарна и имеет вид

$$\psi(\tau) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt \right| \quad (5.1)$$

Следовательно, две копии сигнала, отличающиеся временем запаздывания на τ , разрешаются тем успешнее, чем меньше уровень корреляционной функции комплексной огибающей при данном τ .

В качестве меры разрешающей способности по τ можно принять то минимальное расхождение $\tau_{\text{мин}}$ времен запаздывания двух копий сигнала, начиная с которого последние разрешаются удовлетворительно, причем в рамках статистического подхода требуемое качество разрешения понимается в смысле соответствия тех или иных статистических показателей (вероятностей ошибок при разрешении — обнаружении, дисперсий оценок при разрешении — измерении) предъявленным требованиям. Чем меньше $\tau_{\text{мин}}$, тем более высокой следует признать разрешающую способность по времени запаздывания. С учетом связи разрешающей способности с корреляционными свойствами сигнала две копии последнего, отстоящие друг от друга по времени на $\tau > \tau_{\text{мин}}$, будут приемлемо разрешаться, если корреляционная функция комплексной огибающей сигнала при $\tau > \tau_{\text{мин}}$ мала по абсолютному значению. Таким образом, налицо прямая связь между разрешающей способностью по времени запаздывания и протяженностью корреляционной функции комплексной огибающей сигнала в зависимости от переменной τ : чем более сконцентрирована корреляционная функция в окрестности $\tau = 0$, тем выше разрешающая способность, т. е. хорошо разрешаются по времени запаздывания лишь сигналы, обладающие достаточно «короткими» корреляционными функциями.

Таким образом, можно сделать следующий вывод: для гарантии хорошего разрешения при любых временных сдвигах, не меньших некоторого заданного минимума $\tau_{\text{мин}}$, следует применять сигналы, у которых ФН [либо корреляционная функция комплексной огибающей] имеет основной пик внутри интервала $[-\tau_{\text{мин}}/2, \tau_{\text{мин}}/2]$ и малый уровень боковых лепестков, т. е. выбросов за пределами этого интервала. Попутно уместно напомнить, что анализ факторов, влияющих на точность оценки параметра, в частности времени запаздывания привел к аналогичному выводу относительно желательного вида ФН: последняя должна представлять собой острый главный пик, многократно превышающий боковые.

Достичь того, чтобы длительность ФН (5.1) или, что эквивалентно, длительность τ , корреляционной функции комплексной огибающей была меньше $\tau_{\text{мин}}$ можно простым способом: для всякого импульсного сигнала,

длительность которого $T_c \leq \tau_{\text{мин}} / 2$, $\tau_k \leq \tau_{\text{мин}}$. Однако при уменьшении длительности T_c сигнала без изменения его пиковой мощности пропорционально уменьшается и энергия $E = P_c T_c$, от отношения которой к спектральной плотности белого шума зависят статистические характеристики соответствующих процедур извлечения информации (вспомним, что в выражениях для таких показателей, как вероятность правильного обнаружения, дисперсия оценки и т. п., обязательно входит параметр $q = \sqrt{2E/N_0}$ - отношение сигнал/шум на выходе СФ). Следовательно, чтобы уменьшение энергии E не снижало положительного эффекта укорочения ФН, нужно уменьшая T_c пропорционально увеличивать пиковую мощность сигнала P_c . Возможности такого увеличения на практике далеко не беспредельны из-за ограниченности ресурса пиковой мощности реальных передатчиков, конечной электрической прочности антенно-фидерных трактов, жестких лимитов на массогабаритные характеристики аппаратуры и т. п. Кроме того, при применении мощных кратковременных импульсных сигналов резко обостряется проблема электромагнитной совместимости данной системы с другими радиосредствами, не обеспечивается полезная во многих случаях скрытность ее эксплуатации, существенно снижается резерв работоспособности в условиях импульсных помех.

Перечисленные причины побуждают к поискам таких сигналов, которые позволяли бы иметь хорошее качество разрешения по времени запаздывания при больших собственных длительностях ($T_c > \tau_{\text{мин}}$), т. е. обладали бы корреляционной функцией комплексной огибающей, более узкой, чем сам сигнал: $T_c > \tau_k$. Если сигнал с таким свойством поступает на согласованный с ним фильтр, то длительность реакции последнего оказывается значительно меньше T_c , т. е. происходит сжатие сигнала в СФ. Благодаря этому эффекту и оказывается возможным разрешение сигналов, перекрывающихся на входе СФ.

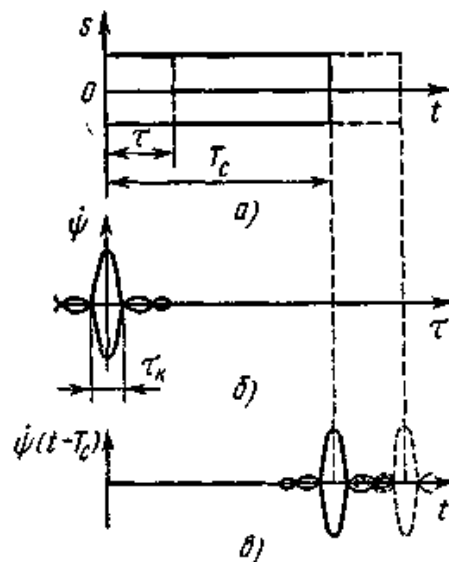


Рис. 5.2. Принцип разрешения

Проиллюстрируем изложенное с помощью рис. 5.2. Пусть радиоимпульс (сплошной прямоугольник на рис. 5.2, а) имеет корреляционную функцию в виде радиоимпульса длительностью $\tau_k \ll T_c$, показанного на рис. 5.2, б. Тогда реакция СФ на «сплошной» импульс рис. 5.2, а будет иметь вид сплошного импульса (рис. 5.2, в), т. е. повторит кривую рис. 5.2, б, смещенную вправо на длительность входного сигнала T_c . Если на входной импульс наложится его копия, запаздывающая на $\tau < T_c$ и потому сливающаяся с ним (пунктир на рис. 5.2, а), то при выполнении условия $\tau > \tau_k$ реакция на нее СФ (пунктир рис. 5.2, б) не сольется с реакцией на первый импульс. Таким образом, благодаря сжатию в СФ произойдет разрешение сигналов, близко расположенных по времени. Минимальный временной сдвиг, начиная с которого сигналы уверенно разрешаются, в подобных случаях не связан с длительностью сигнала T_c , которая может на много порядков превышать τ_{\min} .

Сигналы в виде одиночных импульсов без угловой модуляции, называемые простыми, имеют действительную неотрицательную комплексную огибающую $S(t)$. Поэтому для них, как следует из (5.3), (5.4), значение τ_k не может быть заметно меньше длительности импульса T_c . Следовательно, чтобы соблюсти условие $\tau_k < T_c$, необходимо «усложнить» комплексную огибающую $\dot{S}(t)$, осуществив в пределах длительности сигнала модуляцию его фазы или частоты. Введению такой модуляции и сопровождающему его эффекту укорочения корреляционной функции будет неизбежно сопутствовать значительное расширение спектра сигнала. Действительно, спектр сигнала на выходе СФ $\dot{S}_{сф}(f)$ будет тем шире, чем короче сам входной сигнал фильтра, что можно выразить соотношением $\Delta f_{сф} = 1/\tau_k$, где $\Delta f_{сф}$ — ширина спектра $\dot{S}_{сф}(f)$. Но амплитудно-частотный спектр $|\dot{S}_{сф}(f)|$ сигнала на выходе СФ повторяет по форме энергетический спектр $|\dot{S}(f)|^2$ входного сигнала, так что ширина спектра Δf_c последнего примерно совпадает с $\Delta f_{сф}$: $\Delta f_c = \Delta f_{сф} = 1/\tau_k$. В результате приходим к следующему выводу: для того чтобы сигнал обладал свойством сжатия в СФ $\tau_k < T_c$, ширина его спектра должна удовлетворять неравенству $\Delta f_{сф} = 1/\tau_k \gg 1/T_c$, т.е. многократно превышать значение, обратное длительности сигнала T_c . Иными словами, для любых сигналов, поддающихся сжатию в СФ, база B , определяемая как произведение ширины спектра на длительность, должна быть большой: $B = \Delta f_c T_c \gg 1$.

Сигналы с большими базами в отличие от упомянутых ранее простых (имеющих τ_k одного порядка с T_c , а следовательно, Δf_c одного порядка с $1/T_c$) называют сложными (широкополосными либо шумоподобными). Последним названием подчеркивают определенную аналогию между сложными сигналами и реализациями белого шума, дельтаобразная корреляционная функция которого имеет исчезающе малую длительность по сравнению с любым конечным временем наблюдения реализации. Прежде чем

более детально знакомиться со сложными сигналами, целесообразно вновь обратить внимание на тот факт, что сжатие их происходит именно в согласованных фильтрах, т. е. одновременно с обработкой, максимизирующей выходное отношение мощностей сигнала и шума и обеспечивающей тем самым наилучшую «наблюдаемость» сигнала на фоне шумовых флуктуации. С помощью специально подобранного фильтра можно «укоротить» любой сигнал, однако для простых сигналов это достигается ценой больших потерь в выходном отношении сигнал/шум по сравнению с согласованной фильтрацией. В то же время нередки случаи, когда помехи в виде запаздывающих или опережающих копий сигнала представляют гораздо большую опасность, чем флуктуационные шумы. Тогда приходится заведомо соглашаться на определенные потери в отношении сигнал/шум, применяя вместо согласованных фильтры, обеспечивающие более высокую степень сжатия сигнала.

5.4. ВИДЫ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) представляет собой радиоимпульс, частота которого линейно изменяется (увеличивается или уменьшается) от начала к концу импульса. Фильтр, оптимальный для ЛЧМ-радиоимпульса должен иметь импульсную характеристику в виде ЛЧМ-импульса, зеркально отображенного относительно сигнала. Если у исходного радиоимпульса сгущения были справа, а разрежения – слева (левый график на рис. 5.3),



Рис. 5.3. Вид ЛЧМ сигналов

то у импульсной характеристики расположение сгущений и разрежения должно быть противоположным (правый график на том же рисунке). Реализуется фильтр на основе линии задержки с неравностоящими отводами, полосового фильтра и интегратора. Отводы должны быть расположены в соответствии с требуемой импульсной характеристикой. На рис. 5.4 приведены эпюры напряжений оптимального фильтра для сигнала без внутриимпульсной модуляции (слева) и сигналов с ЛЧМ (справа).

Для простого радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции отводы линии задержки должны быть расположены равномерно. С каждого отвода снимается частотно-модулированный импульс. Сигналы с отводов линии задержки суммируются. Расположение отводов подобрано так, чтобы в момент окончания импульсов на выходе линии задержки происходило суммирование всех положительных полупериодов. Амплитуда результирующего колебания в другие моменты времени близка к нулю. Длительность выходного импульса существенно меньше длительности входного.

Фазоманипулированный сигнал. Кроме плавного изменения частоты

сигнала, как это бывает в случае ЛЧМ, также возможно изменение фазы сигнала. Технически проще реализуется дискретное изменение фазы. Такой сигнал называется фазоманипулированным. Наибольшее распространение получила фазовая манипуляция по равномерным кодам (Хэминга, Баркера и др.).

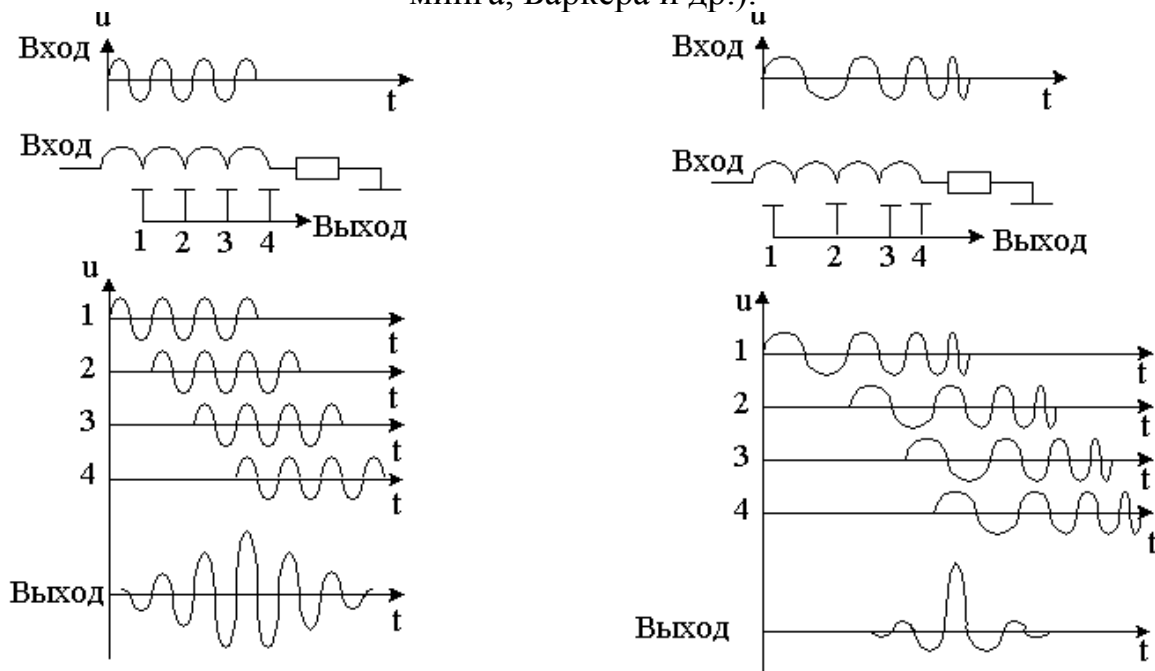
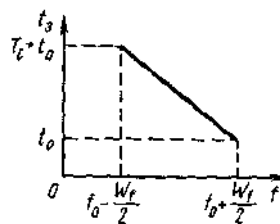
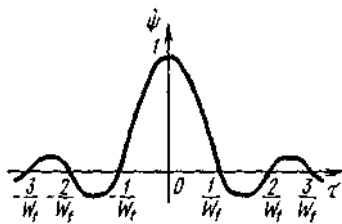


Рис. 5.4. Принцип работы фильтров для тонального и ЛЧМ сигналов
Корреляционная функция или отклик СФ имеет вид

$$\psi(\tau) = \frac{\sin(\pi W_f \tau)}{\pi W_f \tau}$$



Таким образом, радиоимпульс с фазовой манипуляцией представляет собой дискретный сигнал, обычно с прямоугольной огибающей, фаза которого в дискретные моменты времени скачком меняет свое значение по определенному коду. Пример такого сигнала приведен на рис. 5.5а, а закон манипуляции – на рис. 5.5б. В верхней части рис. 5.5 приведена структурная схема фильтра, согласованного с указанным сигналом. Фильтр построен на основе линии задержки с отводами. В цепи отводов помещены усилители с единичным коэффициентом усиления, но с инверсией или без нее. Знаки коэффициентов усиления - импульсная характеристика фильтра - устанавливаются зеркальными относительно сигнала. Таким образом, $K_1 = 1$, $K_2 = -1$, $K_3 = 1$, $K_4 = 1$. Здесь единица означает усиление без инверсии, минус единица – усиление с инверсией. Для четырехэлементного кода импульс

укорачивается в 4 раза. Использование такого фильтра позволяет работать при мощности шума, превышающей мощность сигнала на входе в 2-3 раза. На выходе такого звена обычно ставят фильтр, согласованный с одиночным элементарным радиоимпульсом.

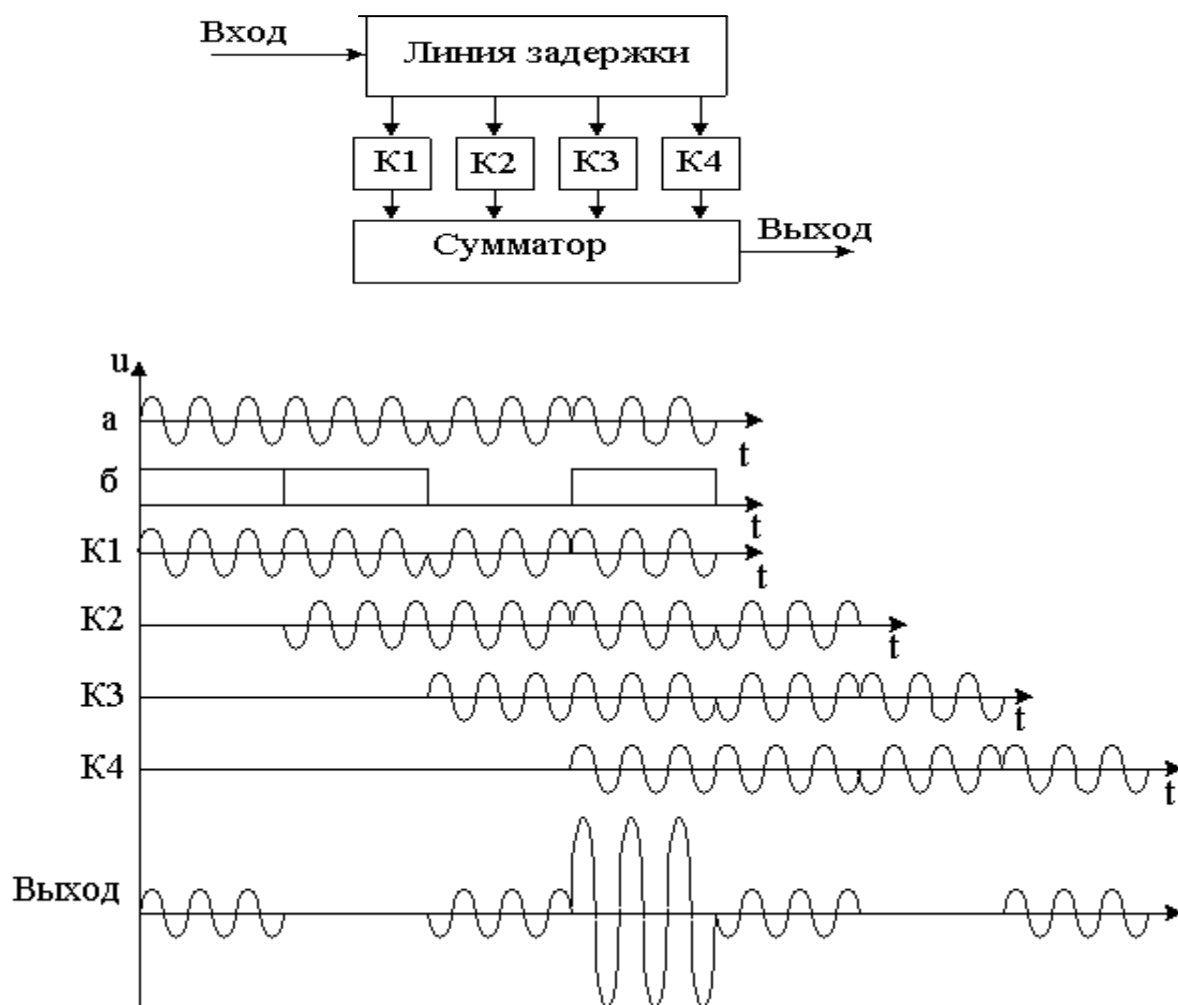


Рис. 5.5. Принцип работы СФ фазоманипулированного сигнала

5.5. РАЗРЕШЕНИЕ ПО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ И ЧАСТОТЕ.

В локационных системах интерферирующие на входе приемника сигналы, отраженные различными целями, обычно отличаются друг от друга не только временем запаздывания, но и доплеровскими сдвигами. В таких случаях, характерных и для других приложений (радионавигация, связь по многолучевым трассам и др.), приходится говорить о разрешении сигналов по времени запаздывания τ и по частоте F , т. е. по двумерному векторному параметру ν , компонентами которого служат τ и F : $\nu = (\tau, F)^T$. Качество разрешения при этом определяется видом частотно-временной ФН. Геометрически $\psi(\tau, F)$ задает некоторую поверхность над координатной плоскостью τ, F , причем в начале координат $\tau = 0, F = 0$ высота этой поверхности

фиксирована и равна единице: $\psi(0, 0) = 1$ (рис. 5.6, а).

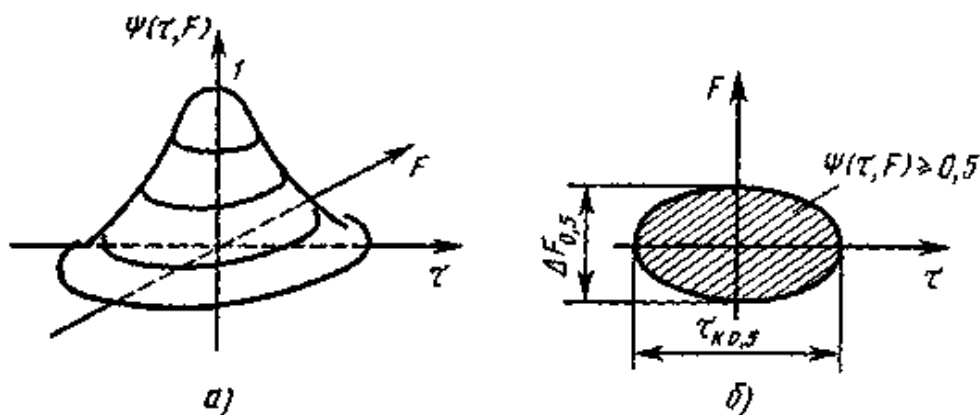


Рис. 5.6. Вид функции неопределенности и её сечения

Две копии сигнала, сдвинутые друг относительно друга по времени запаздывания на τ и по частоте на F , разрешить тем легче, чем ниже уровень ФН (5.2) при данных τ, F , т. е. чем меньше высота поверхности на рис. 5.6, а в точке с координатами τ, F .

$$\psi(\tau, F) = \chi(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt \right| \quad (5.2.)$$

Таким образом, желательно, чтобы ФН $\psi(\tau, F)$ как можно быстрее спадала по мере удаления точки τ, F от начала координат. Нужно отметить, что сечение ФН плоскостью $F=0$, как следует из (5.2), есть ФН по запаздыванию $\psi(\tau)$ и, следовательно, протяженность $\psi(\tau, 0)$ по оси τ характеризует достижимую для данного сигнала разрешающую способность только по времени запаздывания (т. е. возможность разрешения двух копий сигнала, имеющих разное время запаздывания, но одинаковые частоты). Аналогично, протяженность вдоль оси F сечения $\psi(0, F)$ ФН (5.2) плоскостью $\tau = 0$ определяет разрешающую способность только по частоте (когда разрешаемые копии сигнала совмещены по времени, но отличаются частотами).

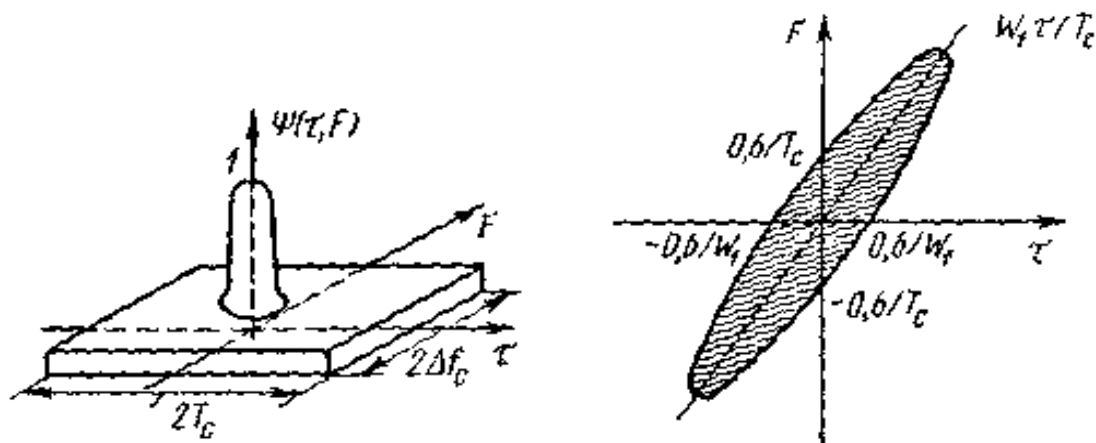


Рис. 5.7. Функция неопределенности и сечение сложных сигналов

Возвращаясь к вопросу о предпочтительной форме частотно-временной ФН (о предпочтительном теле неопределенности), можно утверждать, что для получения хорошей разрешающей способности по τ и F тело неопределенности должно иметь пик в начале координат (основной пик) по возможности малого объема $V_{\text{осн}}$. Оставшийся объем $V - V_{\text{осн}}$, приходящийся на боковые лепестки, для минимизации уровня последних следует распределить как можно более равномерным слоем по прямоугольнику со сторонами $2T_c$, $2\Delta F_c$. Таким образом, идеальная ФН должна иметь «кнопочный» вид—типа иголки единичной высоты на прямоугольном пьедестале площади $4\Delta F_c T_c$ (рис. 5.7 слева).

Теперь понятно, что приближение к идеальной форме ФН вида рис. 5.7 возможно лишь в классе сложных сигналов. Действительно, для таких сигналов характерна малая по сравнению с длительностью сигнала T_c длительность корреляционной функции $\tau_k=1/\Delta f_c$, т.е. длина отрезка оси τ внутри области высокой корреляции $\tau_{k0.5}=1/\Delta f_c$. Длина же отрезка оси F в пределах той же области—ширина спектра квадрата действительной огибающей $\Delta F_{0.5}$ —для сложных сигналов та же, что и для простых $\Delta F_{0.5}=1/T_c$. Таким образом, если площадь области высокой корреляции близка к произведению длин указанных отрезков, т. е. объем основного пика (его высота равна единице, а площадь основания близка к площади области высокой корреляции) $V_{\text{осн}} = 1/V$, при большой базе объем $V_{\text{осн}}$ составит малую долю полного объема $V=1$ и последний практически весь придется на пьедестал, площадь которого $4V$ значительно больше единицы. Средний квадрат уровня боковых лепестков ФН можно найти разделив объем пьедестала $1 - V_{\text{осн}}$ на площадь его основания. Так как $V_{\text{осн}} \ll 1$, то среднеквадратичский уровень боковых лепестков $\psi(\tau, F)$ примерно равен $1/(2\sqrt{V})$, т.е. уменьшения боковых лепестков частотно-временной ФН можно добиться только за счет увеличения базы сигнала.

Отыскание конкретных законов модуляции, отвечающих приемлемым ФН составляет предмет серьезной самостоятельной задачи и само по себе большое значение базы V еще не гарантирует близости ФН к идеальной. Так, если обратиться к ЛЧМ-сигналам, то выяснится, что для них $\psi(\tau, F)$ имеет вид не иглы на пьедестале, а узкого длинного гребня, повернутого относительно осей τ, F . Это подтверждает и диаграмма неопределенности такого сигнала (рис. 5.7.). Отрезки осей τ и F в пределах этой области имеют длины $1,2/W_f$ и $1,2/T_c$.

Таким образом, надлежащим выбором девиации W_f (ширины спектра) и длительности T_c можно добиться высокой разрешающей способности по времени запаздывания (при нулевой взаимной частотной расстройке интерферирующих сигналов) или по частоте (интерферирующие копии полностью совмещены по времени). В то же время, какими бы ни были значения W_f и T_c , копии сигнала, сдвинутые по τ на $\Delta\tau$ ($|\Delta\tau| < T_c$) и по F на $\Delta F=W_f\Delta\tau/T_c$, будут, как видно из рис. 6.11, иметь столь высокую корреляцию, что их следует считать практически неразрешимыми.

Более похожую на «кнопочную» ФН $T(\tau, F)$ имеют многие фазоманипулированные сигналы. Для них область высокой корреляции, как и для простых сигналов, симметрична относительно осей τ, F , однако размер ее вдоль оси τ примерно в $B=N$ раз меньше T_c : $\tau_k = T_c/N$. Поэтому, выбрав T_c и N достаточно большими, основному пику всегда можно придать иглообразную форму. При этом, однако, вместо изображенного на рис. 5.7. «гладкого» пьедестала высоты $1/(2\sqrt{N})$ вне основного пика оказываются хаотически расставленными острые боковые пики, отдельные из которых могут иметь уровни, заметно превосходящие $1/(\sqrt{N})$.

Выводы по главе:

1. Надлежащим выбором девиации W_f (ширины спектра) и длительности T_c можно добиться высокой разрешающей способности по времени запаздывания (при нулевой взаимной частотной расстройке интерферирующих сигналов) или по частоте (интерферирующие копии полностью совмещены по времени).

2. Сигналы с большими базами в отличие от упомянутых ранее простых (имеющих τ_k одного порядка с T_c , а следовательно, Δf_c одного порядка с $1/T_c$) называют сложными (широкополосными либо шумоподобными).

3. Сложные сигналы имеют высокую структурную скрытность, что затрудняет их поиск, обнаружение и измерение параметров.

4. Сложные сигналы имеют «кнопочную» ФН, но в ограниченном диапазоне условий. Такая высокая зависимость ограничивает их использование.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Дайте определение функции неопределенности.

Вопрос 2. Приведите классификацию сигналов.

Вопрос 3. Приведите вид кнопочной ФН.

Вопрос 4. Приведите причины ограничения использования сложных сигналов?

Вопрос 5. Каковы пути применения сложных сигналов?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы.

При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия.

Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1 – 6; дополнительной: 7 – 22 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 6. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Процесс обнаружения объектов, измерения их координат и параметров движения называют радиоэлектронным наблюдением (РЭН). Радиоэлектронное наблюдение включает близкие по назначению и решаемым задачам области: радиоразведка; радиотехническая разведка и радиолокационная разведка, использующие пассивные методы получения информации. Все эти направления объединяет понятие разведка в области радиочастот. Радиолокация изучалась в дисциплине «Теория и техника радиолокации и радионавигации», поэтому далее речь будет идти о разведке, хотя методы, устройства, технологии, элементная база для них едины. Общепринято, что радиоразведка добывает сведения о противнике путем поиска, обнаружения, пеленгования излучений его радиосредств и перехвата сообщений, циркулирующих в радиоканалах и сетях /1/. Радиотехническая разведка добывает сведения о параметрах (пространственно-временных) сигналов РЭС противника и, на основании анализа этих сигналов, определяет тип и назначение РЭС /1 - 2/. Как видно, между задачами, решаемыми радио- и радиотехнической разведками (РРТР), больше сходства, чем различия. Классификация РРТР приведена на Рис. 6.1. К техническим проблемам, возникающим при создании и использовании средств разведки, вплотную примыкают проблемы радиоэлектронных средств и систем экологического мониторинга и исследования природных ресурсов Земли, средств контроля за выполнением международных договоров.

6.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СТАНЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

При всем многообразии методов и средств РЭН (РРТР) можно, привести следующую типичную схему станции РРТР рис. 6.2.

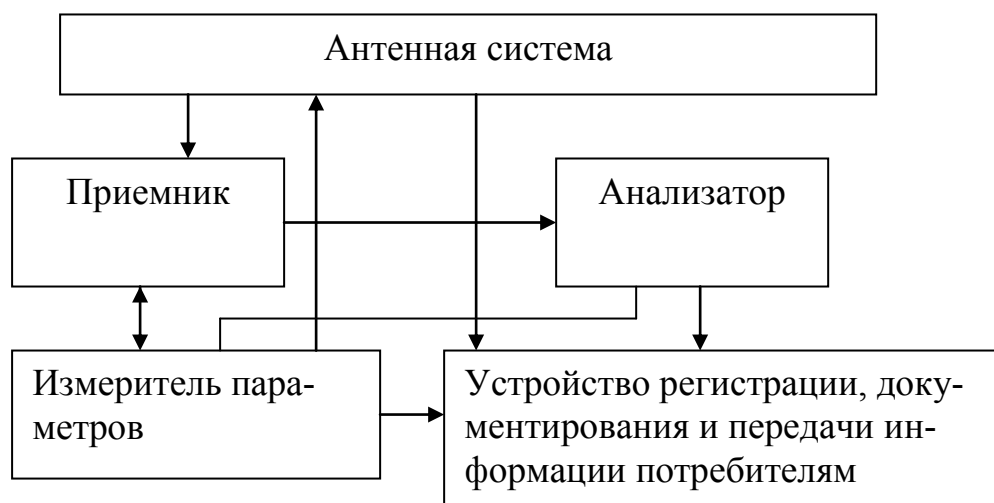


Рис. 6.2. Блок-схема станции радиоэлектронного наблюдения
Антенная система станции РРТР должна быть широкополосной,

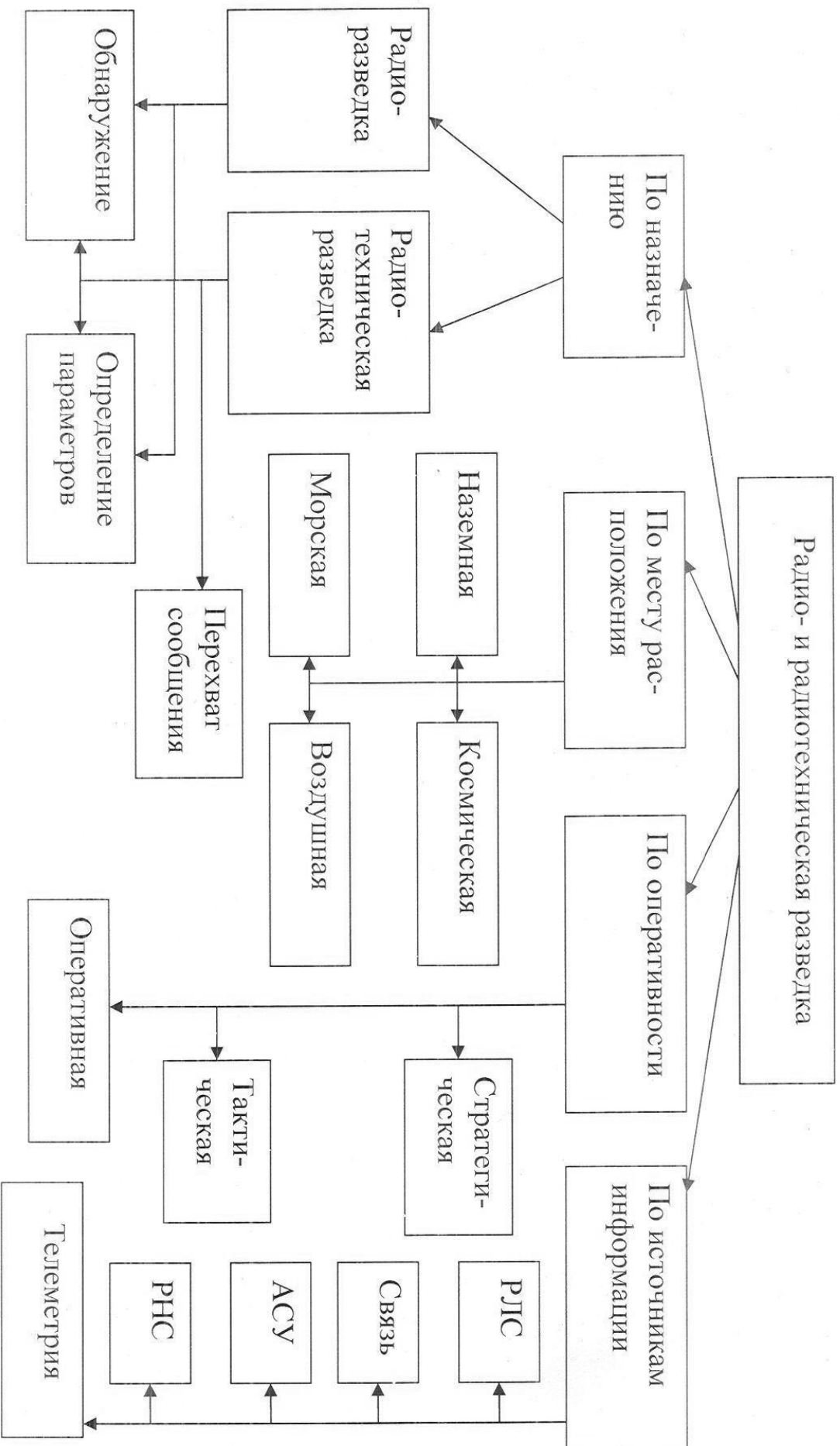


Рис. 6.1. Классификация РРТР (РЭН)

чтобы работать во всем разведываемом диапазоне частот и обеспечивать пеленгование разведываемого источника излучения с необходимой точностью. Чтобы совместить широкий сектор обзора и высокую точность определения направления антенная система физическое перемещение или электронное сканирование приемных характеристик направленности. Кроме того, антенны станции радио- и радиотехнической разведки должны иметь минимальные боковые лепестки и обеспечивать хорошую электромагнитную совместимость с другими РЭС в месте базирования, чтобы исключить ложное определение направления на пеленгуемый источник.

Удовлетворить всем требованиям с помощью одной антенны невозможно, поэтому обычно применяют несколько антенн, перекрывающих весь разведываемый частотный диапазон. Приемные устройства станций радио- и радиотехнической разведки характеризуется следующими основными группами параметров: тактические и технические. К тактическим параметрам относятся:

- разведывательным диапазонам частот;
 - временем перестройки, характеризующим оперативность разведки в диапазоне частот;
 - вероятностью обнаружения.
 - сектор обзора в вертикальной и горизонтальной плоскостях;
 - дальность обзора;
 - количество формуляров целей;
 - количество измеряемых параметров исследуемых объектов;
- Технические параметры:
- диапазон частот;
 - чувствительностью;
 - разрешающей способностью;
 - способом поиска сигнала объекта разведки по форме, несущей частоте;
 - перечень измеряемых параметров излучений: длительность, период, закон изменения и др.

Наиболее важной технической характеристикой разведывательного приемника является полный диапазон частот, в котором осуществляется поиск и обнаружение разведываемых сигналов. Желательно, чтобы один разведывательный приемник перекрывал заданный диапазон частот.

Многообразие задач, решаемых при помощи средств РРТР, определяет многообразие типов используемых приемных устройств. Так некоторые системы непосредственной поддержки РЭП работают в таких условиях, когда от РРТР требуется только обнаружение работающих РЭС противника. При этом могут использоваться одноканальные широкополосные приемники. Полоса пропускания которых перекрывает весь частотный диапазон, в котором могут работать РЭС объектов разведки. Для более детальной разведки применяют устройства с узкополосными приемными каналами - сканирующие и многоканальные приемники. Структурная схема сканирующего приемника приведена на рис. 6.3. Приемник настраиваются

по программе на все частоты в диапазоне поиска. Чаще всего программа перестройки сводится к последовательному просмотру всех частот. Режим получил название - панорамный последовательный частотный анализ. Но возможны и другие алгоритмы работы. Например, перестройка с пропуском участков диапазона, в которых работают неинформативные для разведки РЭС. Портативные сканирующие приемники способны вести разведку в полосе частот от 100 кГц ... 2 ГГц [8]. Для приемников РТР этот диапазон шире, так как он перекрывает все возможные рабочие частоты РЛС, т.е. простирается до 30 ГГц и выше.

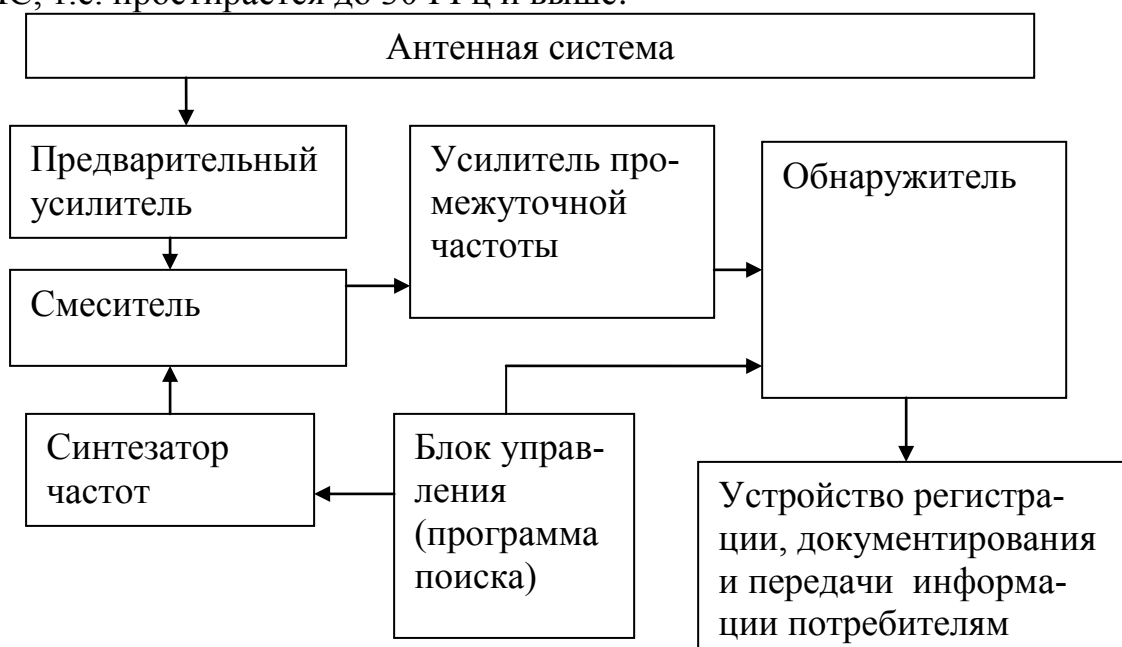


Рис. 6.3. Сканирующий приемник радиоэлектронного наблюдения

Разрешающая способность приемника определяется полосой пропускания **УПЧ** и может изменяться в зависимости от сигнальной обстановки в разведываемом диапазоне, требуемой точности измерения частоты, от ширины спектра разведываемого сигнала, которая, в свою очередь, определяется видом, индексом модуляции и временем анализа T . Разновидности параметров приведены на рис. 6.4, где принято, что сканирование разведываемого диапазона происходит по линейному закону

Рисунок показывает, что процесс обнаружение зависит от многих факторов и не всегда является успешным для последовательного поиска.

Частотно-временное пространство позволяет определить и взаимные помехи сигналов, например 3 и 10 сигналы будут мешать друг другу.

Площадь линии, изображающих сигналы на рисунке, характеризуют проекцию тела неопределенности (ПТН) сигнала на частотно-временную плоскость. Протяженность ПТН вдоль оси абсцисс равна длительности импульса сигнала, вдоль оси ординат — ширине его спектра. У непрерывного сигнала 3 продолжительность больше чем у других по времени, но уже всех по спектру, у широкополосного сигнала наоборот — широкий спектр и малая длительность, у **ЛЧМ** сигналов проекция и по спектру и по

времени невелики.

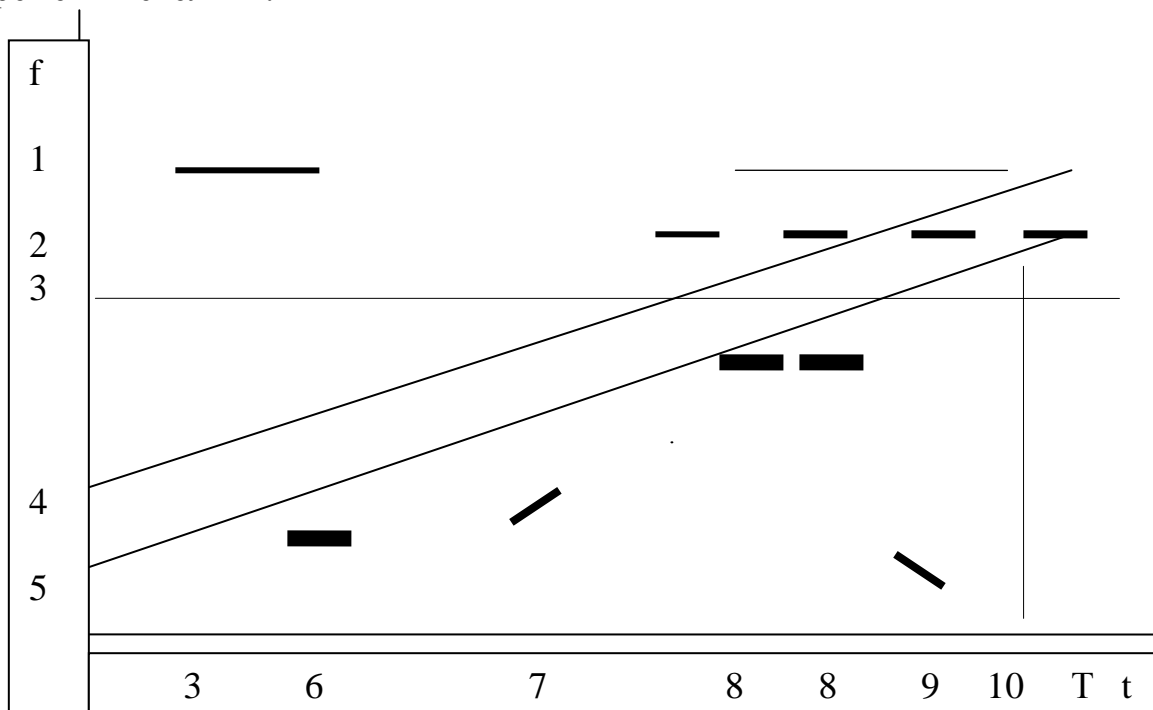


Рис. 6.4. Расположение параметров сигнала и полосы частотного анализа, где обозначены: 1 – сигнал с малой скважностью, не обнаружен; 2 – сигнал с большой скважностью, обнаружен третий и четвертый импульс; 3 – непрерывный сигнал, обнаружен; 4 и 5 – полоса поиска при длительности поиска T ; 6 и 8 - импульсные сигналы, не обнаружены; 7 и 9 – частотно-модулированные сигналы с противоположными законами изменения частоты в течение длительности, не обнаружены; 10 – широкополосный сигнал, не обнаружен

Непрерывный сигнал 3, как видно, наблюдается приемником в течение некоторого времени, потенциально имеет скрытность только в частотном диапазоне. **Широкополосный сигнал 10** имеет скрытность по времени и обладает наибольшим демаскирующим признаком по частоте. Сложные сигналы 7 и 9 имеют структурную скрытность и по времени и по частоте. В случае быстрой перестройки частоты сигнала и перестройка частотного анализа должна быть высокой. Для панорамных приемников с быстрой перестройкой частоты существует взаимосвязь между полосой пропускания резонансной системы и скоростью перестройки. Увеличение скорости перестройки ведет к ухудшению разрешающей способности и снижению чувствительности. Действительно, оптимальная **полоса пропускания** Δf и длительность τ отклика приемника на сигнал в результате быстрой перестройки связаны примерным соотношением $\Delta f \approx 1/\tau$. При **скорости перестройки частоты** df/dt длительность отклика приемника будет примерно равна $\tau \approx \Delta f (df/dt)^{-1}$, и следовательно, $\Delta f \approx \tau (df/dt) \approx (df/dt)^{1/2}$. Таким образом, каждой скорости перестройки соответствует своя оптимальная полоса (разрешающая способность по частоте). Сокращая время поиска, можно проиграть в разрешающей способности и,

наоборот, увеличивая, одновременно нужно увеличивать время разведки.

Если скорость перестройки такова, что время наблюдения T_n меньше длительности импульса $t_{и}$, то мощность импульса на выходе приемника будет меньше мощности входного сигнала, т.е. приемник потеряет чувствительность. Потеря может оцениваться в соответствии с соотношением /2/

$$a = \left[1 + 0.2 \left(\frac{\partial f}{\partial t} \cdot \frac{1}{\Delta f^2} \right)^2 \right]^{-4}, \quad (6.1)$$

где a - потеря чувствительности относительно приемника с нулевой скоростью перестройки по частоте (в децибелах).

Эффект потери чувствительности перестраиваемого по частоте приемника называется **динамическим эффектом** [2]. Для уменьшения динамического эффекта необходимо при неизменной скорости перестройки df/dt увеличивать полосу пропускания резонансной системы, но это, в свою очередь, ведет к уменьшению чувствительности приемника. Одновременное обеспечение значительной скорости перестройки и высокой разрешающей способности по частоте успешно может быть достигнуто в приемнике со сжатием импульсов /2/. В результате импульсы становятся короче по длительности, не накладываются друг на друга и на выходе наблюдаются отдельно. Используемые для РРТР сканирующие панорамные приемники перестраиваются со скоростью (20...30) частотных каналов в секунду при полосе каждого канала Δf пределах от (50...500) Гц до (50...1000) кГц /2,8/. Противоречие между скоростью перестройки по частоте, которую для повышения оперативности разведки нужно выбирать как можно большей, и разрешающей способностью устраняется в многоканальном приемнике РРТР (рис. 6.5).

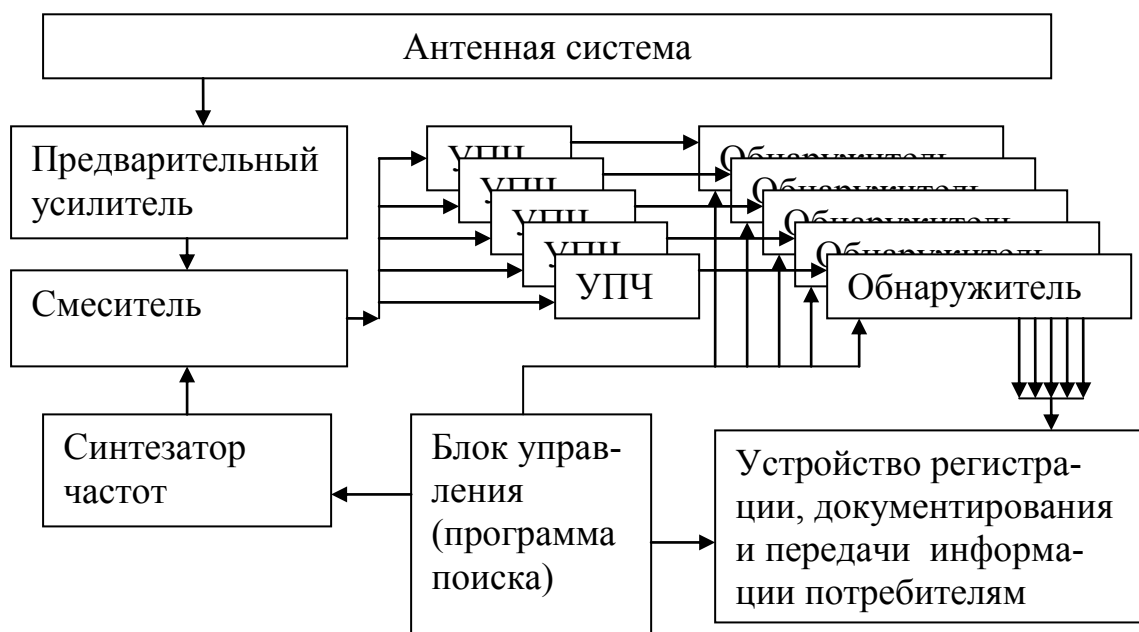


Рис. 6.5. Многоканальный приемник радиоэлектронного наблюдения
Параллельные узкополосные фильтры (УПЧ) на выходе смесителя

перекрывают своими полосами пропускания весь частотный диапазон, что позволяет отдельно наблюдать (разрешать по частоте) сигналы РЭС, если только разнос рабочих частот этих РЭС не меньше Δf . В разведываемом диапазоне шириной ΔF нужно разместить $N = \Delta F / \Delta f + 1$ параллельных фильтров. Время разведки не может быть меньше времени установления переходных процессов в каждом фильтре. Для N -канального приемника это время должно быть не менее $T \approx 2 / \Delta f$, т.е. в N раз меньше времени обзора полосы ΔF сканирующим приемником. Платой за увеличение оперативности является пропорциональное (тоже в N раз) усложнение аппаратуры. Возможны и применяются схемы, соединяющие преимущества сканирующих и многоканальных приемников. Это матричные приемники [2]. Матричный приемник содержит набор элементарных ячеек. Ячейки располагаются по m строкам $1 : m$ и p столбцам $1 : p$. Фильтры первого столбца разбивают разведываемый диапазон частот на несколько равных полос. Сигналы с выходов этих фильтров гетеродинируются на одну и ту же промежуточную частоту, таким образом входной диапазон сворачивается в m раз более узкую полосу. Второй столбец трансформирует процесс в полосу еще в m раз более узкую полосу $\Delta f_{пр 2} = \Delta F / m^2$, и так далее, в последнем n -ом столбце сигнал наблюдается в полосе фильтра $\Delta f_{пр n} = \Delta F / m^n$.

При таком построении приемник обеспечивает разрешение по частоте $\Delta f = \Delta F / m^n$. при использовании mp фильтров, тогда как многоканальный приемник для такого же разрешения потребовал бы m^n , что значительно больше mp фильтров. Для обнаружения сигнала и указания его частоты служат индикаторы.

В цифровых приемниках сигналы в широкой полосе с выхода УПЧ преобразуются в цифровую форму и дальше обрабатываются (фильтруются, обнаруживаются, демодулируются) с использованием алгоритмов, реализуемых специальными цифровыми сигнальными процессорами. Преимущества цифровых методов обработки:

- высокая точность и стабильность характеристик аппаратуры;
- возможность запоминания, хранения и воспроизведение сигнала.

Недостатки цифровых методов:

- зависимость ширины частотного диапазона разведки от быстродействия цифровых схем;
- дополнительные погрешности, обусловленные шумами вычислений, аналого-цифровыми и цифроаналоговыми преобразованиями.

Аналого-цифровое преобразование (АЦП), необходимое при переходе к цифровой обработке, предусматривает дискретизацию сигнала по времени и квантование по уровню.

Подлежащий преобразованию входной сигнал $s(t)$ – это процесс взаимодействия, чаще всего аддитивный, сигналов разведываемых РЭС с сигналами неинформативных для разведки излучений и помех прежде всего собственных тепловых шумов приемника $s(t)$.

Анализатор параметров принимаемого сигнала служит для обнару-

жения и опознавания образа разведываемого радиоэлектронного средства. Анализатор также демодулирует сигнал, определяет вид и индекс модуляции, характеристики модулирующей функции. Исходная информация для опознавания сигнала содержится в значениях его параметров. Анализаторы характеризуются количеством учитываемых при обработке параметров сигнала, а также количеством обрабатываемых сигналов за единицу времени (пропускной способностью).

Измеритель служит для оценивания параметров разведываемых сигналов. При этом различают временные, пространственные, поляризационные, спектральные и энергетические параметры, см. рис. 6.6.

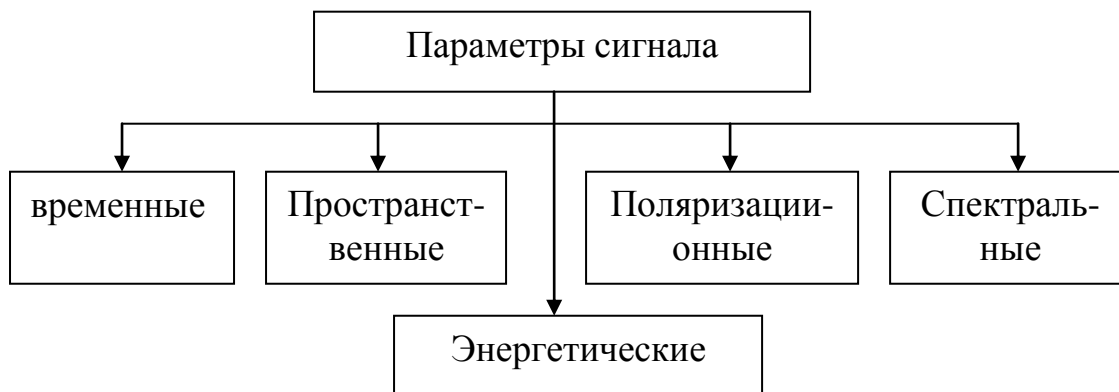


Рис. 6.6. Классификация параметров сигнала

Временные параметры - это частоты и длительности сигналов и их элементов, временные интервалы между сигнальными импульсами, параметры модулирующей функции. К **спектральным** параметрам сигналов относятся высокочастотный спектр и спектр огибающей сигнала. **Энергетические** характеристики принимаемого сигнала - это мощность и спектральная плотность. **Пространственные** параметры сигнала - координаты точки излучения (координаты объекта разведки) и характеристики направленности излучения его антенн. **Поляризационные** параметры характеризуют ориентацию векторов электромагнитного излучения объекта разведки. На основе оценок первичных параметров, определяемых при помощи индикатора, в дальнейшем находятся более сложные, обобщенные характеристики. Такими характеристиками могут быть: тип и назначение РЭС, вид объекта, использующего РЭС, динамика изменений, опасность и т.п.

6.2. СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА СРЕДСТВАМИ РЭН

Измерение и запоминание несущей частоты сигнала разведываемого радиоэлектронного устройства являются одной из наиболее важных функций станции РРТР. Специфичность методов определения и запоминания несущей частоты средствами радио- и радиотехнической разведки обусловлена, с одной стороны, ограниченностью времени разведки и, с другой стороны, широким диапазоном частот, в котором ведется разведка.

Несущая частота — один из основных информативных параметров

сигнала объекта разведки. Названия поддиапазонов радиоволн приведены в табл. 6.1., более полная классификация поддиапазонов частот и длин волн приведена в Приложении 2.

Табл. 6.1.

Деление всего диапазона радиоволн на меньшие диапазоны.

Название поддиапазона	Длина волны, м	Частота колебаний, гц
Сверхдлинные волны	более 10^4 м	менее 3×10^4
Длинные волны	10^4 — 10^3 м	3×10^4 — 3×10^5
Средние волны	10^3 — 10^2 м	3×10^5 — 3×10^6
Короткие волны	10^2 —10 м	3×10^6 — 3×10^7
Метровые волны	10—1 м	3×10^7 — 3×10^8
Дециметровые волны	1—0,1 м	3×10^8 — 3×10^{10}
Сантиметровые волны	0,1—0,01 м	3×10^{10} — 3×10^{11}
Миллиметровые волны	0,01—0,001	3×10^{11} — 6×10^{12}
Субмиллиметровые волны	10^{-3} — 5×10^{-5}	-----

Условно способы определения частоты можно разделить на фильтровые, дискриминаторные, интерференционные, корреляционные, цифровые и комплексные (комбинированные), см. Рис. 6.7.

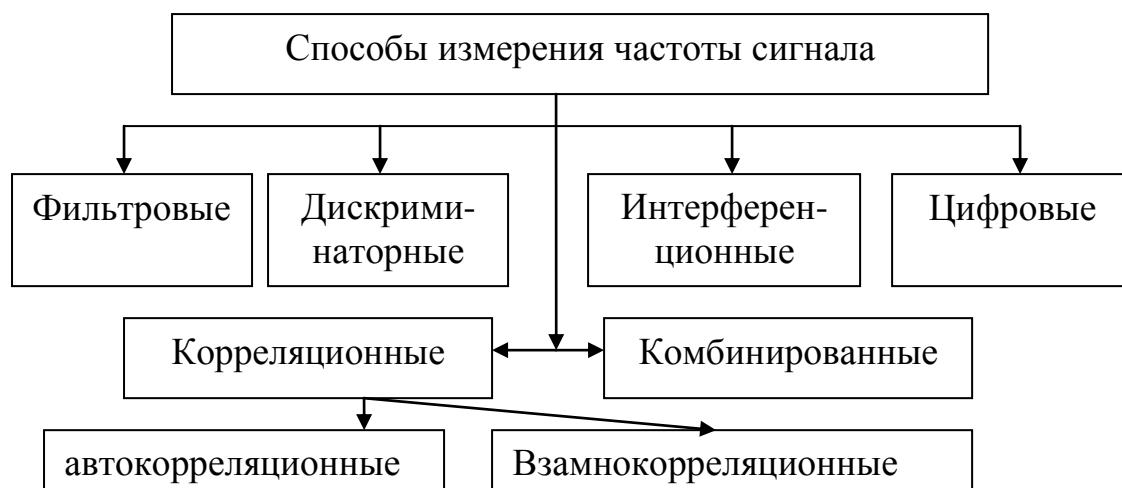


Рис. 6.7. Способы измерения частоты сигнала

Определение частоты при помощи фильтров сводится к поиску и индикации фильтра с привязкой ко времени, настроенного на сигнал (точнее, того фильтра, в полосе которого обнаруживается сигнал). В панорамных приемниках с последовательным анализом разведываемого диапазона на все частоты в разведываемом диапазоне последовательно настраивается один и тот же фильтр. Поэтому определение частоты сводится к определению момента времени, в который частота настройки этого фильтра совпадает с частотой сигнала. В многоканальных приемниках с параллель-

ным спектральным анализом разведываемого диапазона для определения частоты сигнала необходимо указать номер фильтра, в полосе которого обнаружен сигнал. То же справедливо и для указанных выше схем модификаций способов многоканального приема: для матричного приемника и приемника с цифровым спектральным анализом. Во всех случаях измерения при помощи фильтра, максимальная ошибка определения частоты Δf_{\max} не превосходит половины ширины полосы пропускания фильтра, т.е. половины интервала разрешения Δf . Если нужно сохранить постоянной относительную ошибку измерения частоты $\Delta f / f = \text{const}$ в большом диапазоне разведки, применяют фильтры с переменной полосой пропускания, т.е. фильтры с одинаковой для всех частот добротностью.

Частотные дискриминаторы преобразуют отклонения частоты сигнала от некоторого известного значения в напряжение, пропорциональное величине и знаку этого отклонения. Работа устройства дискриминаторного измерения частоты иллюстрируется структурной схемой рис. 6.8. В соответствии с этой структурной схемой принятый сигнал усиливается в широкополосном усилителе и подается на пару фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$, несколько расстроенных от частоты $f_{\text{ср}}$. Пройдя через пороговые устройства сигналы поступают на дифференциальный усилитель.

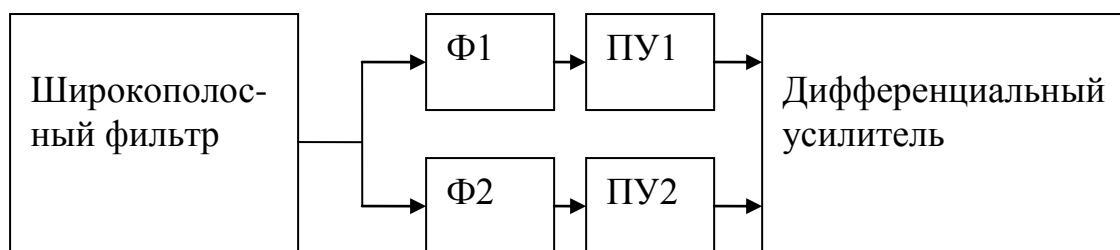


Рис. 6.8. Частотный дискриминатор приемника РРТР

Разность значений огибающих сигналов на выходах $U_{\text{вых}}$ зависит от частоты, как показано на графике рис. 6.9 .

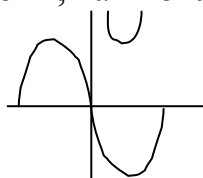


Рис.6.9. Зависимость выходного напряжения от частоты

Таким образом, частотный дискриминатор преобразует частоту входного наблюдаемого сигнала в напряжение на выходе по нечетной функции типа синусоиды. Это напряжение подается на индикатор приемника РРТР. Приемники с частотными дискриминаторами способны определять частоту разведываемого сигнала в широком диапазоне и с относительно высокой точностью (-1%) [2]. Для увеличения точности синусоидальную функцию можно преобразовать в тангенсоиду или иную зависимость, у которой крутизна в районе нуля имеет большее значение. Однако это приводит к некоторому усложнению устройства. Недостатком такого способа является узкая область однозначности измерения.

Принцип **интерференционного измерения частоты** расширяет диапазон однозначности путем введения разных по длине фидерных линий, обладающих некоторыми дисперсионными свойствами: фаза и амплитуда выходного сигнала зависят от частоты и длины линии. В результате распространения сигналов по разным по длине линиям фазы будут различаться. Детектируя выходной сигнал и измеряя амплитуду, можно определить его частоту. Поскольку напряжение зависит, кроме частоты, еще и от амплитуды входного сигнала, требуется его нормировка. Для этого используется ограничитель на входе двухканального фидерного устройства, кроме того, в измеритель внесена схема автоматической регулировки усиления по амплитуде входного сигнала.

К достоинствам измерителя относится возможность практически мгновенного измерения частоты разведываемого сигнала. Однако имеют и недостатки: невозможность определения частоты при одновременном наблюдении нескольких сигналов, что чаще всего и случается.

Корреляционные измерители несущей частоты строятся по схеме рис. 6.10.

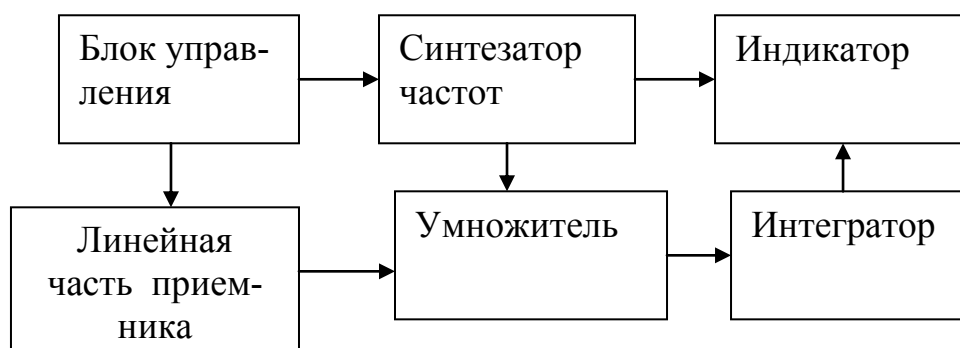


Рис. 6.10. Взаимнокорреляционный измеритель частоты

Сигнал с выхода широкополосного усилителя приемника подается на умножитель, на второй вход которого подается сигнал определенной частоты, после перемножения и накопления полученное напряжение пропорционально значению взаимокорреляционной функции входного процесса для аргумента сдвига частоты. Вместо синтезатора частот может использоваться, см. рис. 6.11. дисперсионная линия задержки, сдвиг в которой пропорционален сдвигу его фазы и частоты. Данная схема известна как автокорреляционная.

Выходное напряжение коррелятора зависит от частоты сигнала, а также от его мощности / 3/ $U_{\text{вых}} \approx a^2/2 \cos\omega\tau_3$, (6.2)

где a – амплитуда входного сигнала; $\omega\tau_3$ – сдвиг фазы.

Зависимость от частоты используется измерителем, а зависимость от мощности компенсируется нормированием. Как и интерференционный, корреляционный измеритель обеспечивает однозначные измерения только в пределах одной октавы, т.е. диапазона, для которого отношение верхней и нижней частот равно 2.

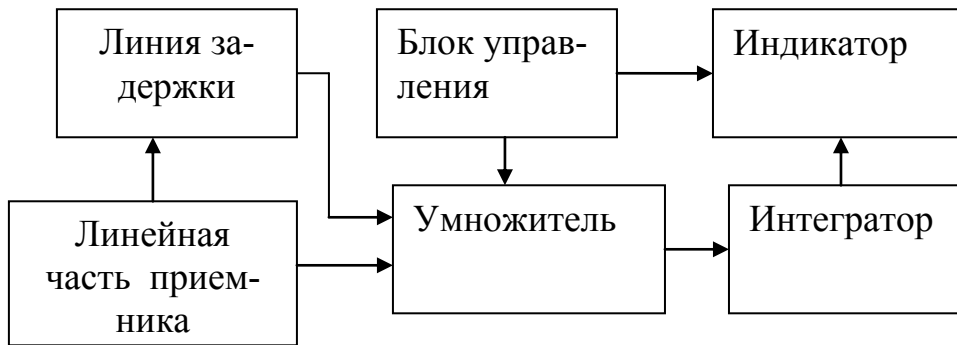


Рис. 6.11. Автокорреляционный измеритель частоты

Цифровые способы измерения частоты обеспечивают высокую точность и хорошо сопрягаются с вычислительными устройствами последующей обработки сигнала. Для измерения частоты применяют схемы, реализующие различные модификации двух основных методов. Это методы цифрового частотомера и цифрового периодомера. Работа цифрового частотомера иллюстрируется схемой рис. 6.12. Формирователь создает узкие импульсы в моменты перехода сигнала через нулевой уровень снизу вверх (положительной производной). Эти импульсы через схему совпадений, открываемую стробом на время измерения $T_{изм}$, попадают на счетчик. Результат подсчета числа N импульсов за время $T_{изм}$ выводится в виде оценки частоты $F = N / T_{изм}$.

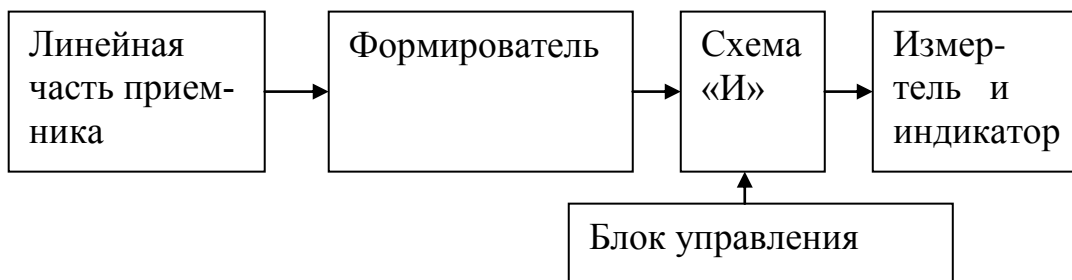


Рис. 6.12. Цифровой частотомер по методу частотомера

Ошибка дискрета измерений по методу частотомера соответствует ошибке в один счетный импульс, т.е. один период входного сигнала за время измерения $\Delta F = 1/T_{изм}$, при $T_{изм} = 1$, $\Delta F = 1$ Гц. Для уменьшения ошибки дискрета цифрового измерения частоты используется метод периодомера, см. рис 6.13.

Периодомер подсчитывает число импульсов частоты $f_{сч}$, которая значительно больше частоты входного сигнала, за время $T_{сч} = n / f_{сч}$ при этом $N = f_{сч} T_{сч} = n$, при этом частота сигнала определяется по формуле $f_c = f_{сч} n / N$. Ошибка дискрета в один счетный импульс $\Delta N = 1$, т.е. один период колебаний частоты $f_{сч}$, соответствует ошибке в оценивании частоты: $\Delta f_c = n f_{сч} / N^2 = f_c^2 / n f_{сч} = f_c / T_{изм} f_{сч}$. (6.3)

Ошибка дискрета тем меньше, чем больше $f_{сч}$ по сравнению с f_c .

Аналогичные схемы применяются средствами РТР для определения параметров импульсных сигналов РЛС и систем передачи информации: длительности импульсов и периода (или частоты) их повторения. Результаты измерения поступают в запоминающее устройство. В зависимости от задач, решаемых средством РРТР, различают кратковременные и долгосрочные способы запоминания частоты.

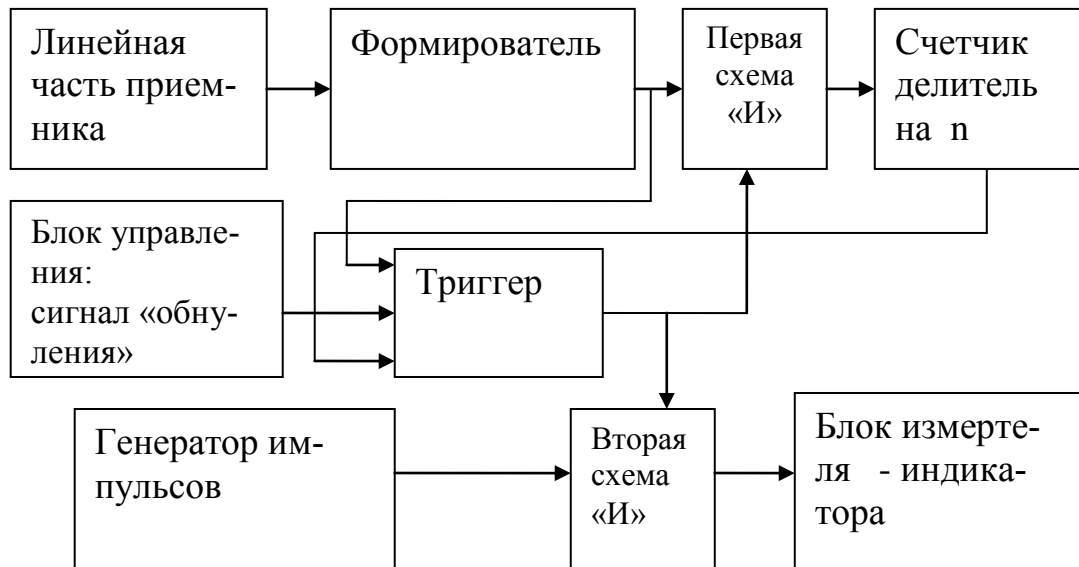


Рис. 6.13. Цифровой частотомер по методу периодомера

Кратковременные способы запоминания - это запоминание на время, необходимое для настройки передатчика помех, т.е. кратковременное запоминание используется средствами разведки для оперативной поддержки РЭП. Одна из самых распространенных схем кратковременного запоминания частоты - управляемый рециркулятор рис. 6.14. Из сигнала с выхода приемника ключом & вырезается прямоугольный импульс длительностью τ_3 . Он усиливается и подается на выходной ключ и на линию задержки. Задержанный на τ_3 импульс снова подается на вход усилителя. Этот импульс начинается в момент окончания предыдущего импульса. До тех пор, пока открыт выходной ключ, на выходе будет существовать последовательность вплотную примыкающих друг к другу радиоимпульсов частоты сигнала. Основным условием поддержания незатухающих колебаний на выходе является баланс амплитуд: коэффициент усиления по петле рециркуляции, содержащей усилитель, линию задержки, сумматор и ответвитель сигнала в цепь обратной связи, должен быть не меньше единицы. При очевидной простоте построения схема запоминания с рециркулятором имеет существенный недостаток: выходной сигнал не сохраняет когерентность входному, поскольку в моменты коммутации происходит разрыв фазы.

Другой способ запоминания частоты предусматривает синхронизацию подстраиваемого генератора рис. 6.15.

Сигнал с выхода приемника стробируется ключом & и подается на

импульсно-фазовый детектор, формирующий за время τ_3 напряжение, пропорциональное разности фаз, и запоминающий это напряжение после окончания строба.

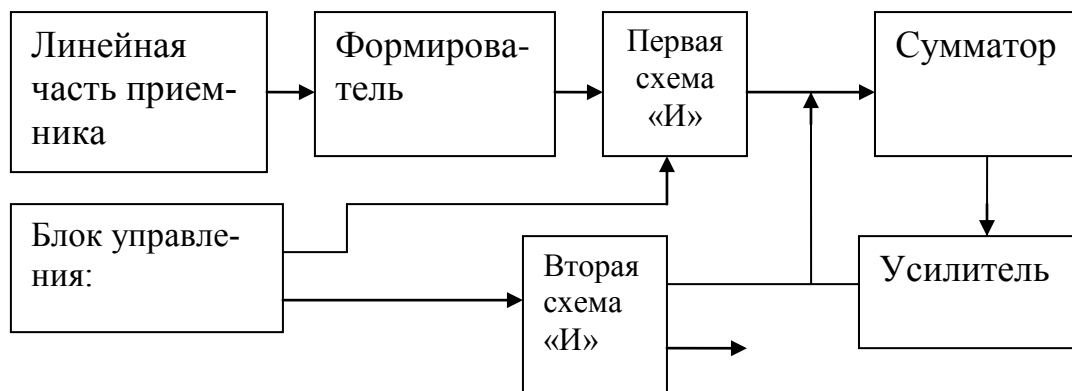


Рис. 6.14. Устройство запоминания частоты с рециркулятором

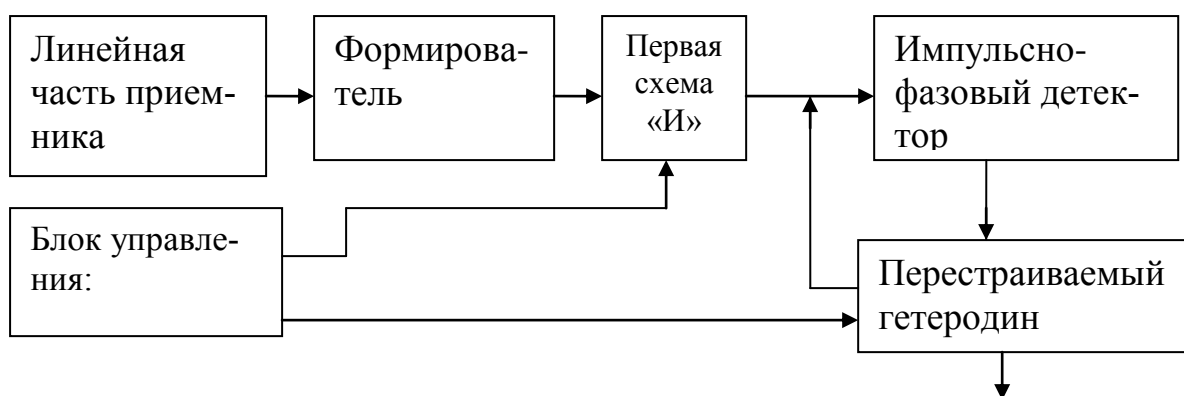


Рис. 6.15. Устройство запоминания частоты с синхронизируемым генератором

Это напряжение подается на управляющий элемент перестраиваемого генератора. Выходное колебание генератора подстраивается под частоту и фазу входного сигнала. После окончания входного сигнала параметры выходного колебания сохраняются на теоретически сколь угодно длительное время. Но практически время хранения ограничивается стабильностью параметров перестраиваемого генератора. При использовании многоканальных приемников, в том числе и приемников с цифровым анализом спектра разведываемого сигнала, запоминание частоты сводится к запоминанию номера фильтра, в котором обнаруживается сигнал. Точно также запоминание результата цифрового измерения частоты - это запоминание числа, формируемого счетчиком.

6.3. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ, ИХ ТАКТИЧЕСКИЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

6.3.1. Классификация радиоэлектронных средств

1. по происхождению радиосигнала, принимаемого приемником РЭС: активные РЭС (с активным и пассивным ответом), полуактивные и пассивные

РЭС;

2. по используемому диапазону радиоволн: РЭС декаметрового, метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов);
3. по виду исследуемых сигналов: РЭС с непрерывным (немодулированным или частотно-модулированным) и импульсным (некогерентным, когерентно-импульсным с большой и малой скважностью, с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией) излучением;
4. по числу применяемых каналов излучения и приема сигналов: одноканальные и многоканальные с частотным или пространственным разделением каналов;
5. по числу и виду измеряемых координат: одно-, двух- и трехкоординатные;
6. по способу измерения, отображения и съема координат объекта;
7. по месту установки РЭС: наземные, корабельные, самолетные, спутниковые;

6.3.2. Основные тактические характеристики СРН

К основным тактическим характеристикам СРН относят:

1. зону (область) действия или рабочую зону системы, заданную сектором обзора (поиска) по измеряемым параметрам объекта;
2. время обзора (поиска) заданного сектора или скорость обзора;
3. определяемые параметры (координаты), их число и точность измерения;
4. разрешающую способность;
5. пропускную способность;
6. помехозащищенность;
7. надежность.

Поскольку эти параметры широко используют для оценки качества функционирования различных систем, следует дать их общие определения, которые в дальнейшем могут быть уточнены применительно к конкретным типам РЭС.

Зоной действия называют область пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Так, для РЭС обнаружения зоной действия является область пространства, в которой объекты с заданными характеристиками обнаруживаются с вероятностью не меньше заданной. Для РЭС измерения координат границы рабочей зоны характеризуются допустимыми погрешностями местоопределения объекта при заданном уровне помех. Почти всегда одним из параметров, определяющих рабочую зону, является дальность действия системы.

Под **дальностью действия** системы понимают максимальное расстояние, на котором обеспечивается получение заданных показателей системы. Чаще всего максимальная дальность действия системы зависит от допустимой погрешности при измерении координат и параметров движения объектов. Под дальностью действия РЭС обнаружения имеют в виду максимальную дальность, на которой отношение сигнала к шуму еще дос-

точно для его обнаружения с заданной вероятностью. Иногда зона действия системы ограничена со стороны минимальных значений. В этом случае система характеризуется двумя параметрами: минимальной $D_{\text{мин}}$ и максимальной $D_{\text{макс}}$ дальностью действия.

Временем обзора (поиска) называют время, необходимое для однократного обзора заданной зоны действия системы. Выбор времени обзора связан с маневренностью наблюдаемых или управляемых объектов, объемом пространства обзора, уровнем сигнала и помех, а также рядом тактических и технических характеристик системы.

Число измеряемых координат, так же как и точность их измерения, определяет возможности системы при ее практическом использовании.

Точность системы характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров движения объекта. Причинами погрешностей являются несовершенство применяемого метода измерения и аппаратуры, влияние внешних условий и радиопомех, субъективные качества оператора, если процессы получения и реализации информации не автоматизированы. Требования к точности системы зависят от ее назначения. Неоправданное завышение требований к точности приводит к усложнению системы, снижению ее экономичности, а иногда и надежности функционирования.

Разрешающей способностью системы называют способность отдельного измерения параметров двух или нескольких близко расположенных в пространстве объектов или отдельного управления ими. Соответственно различают разрешающую способность по дальности и угловым координатам, а также по соответствующим составляющим скорости. Разрешающую способность количественно принято оценивать минимальной разностью значений измеряемых параметров соседних объектов, при которой они воспринимаются системой отдельно. Для ряда РЭС разрешающая способность является основной характеристикой.

В РНС обычно находят собственные координаты объекта и понятие разрешающей способности часто связывают с возможностью разделения сигнала, несущего полезную информацию о месте объекта, с различными паразитными сигналами (отражениями от ионосферы, местных предметов и т. п.), подобными по форме полезному, но достоверной информации об определяемых координатах не содержащими.

Пропускная способность характеризуется числом объектов, обслуживаемых системой одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от принципа действия системы и ряда ее тактических и технических параметров и, в частности, рабочей зоны, точности и разрешающей способности. Так, РЭС, в которых используется одна линия связи (разностно-дальномерные или угломерные радиомаячного типа), обладают неограниченной пропускной способностью, так как могут одновременно обслуживать большое число объектов.

Помехозащищенность РЭС - способность надежного выполнения за-

данных функций в условиях воздействия непреднамеренных и организованных помех. Помехозащищенность определяется скрытностью работы системы и ее **помехоустойчивостью**.

Под **скрытностью системы** понимают показатель, характеризующий трудность обнаружения ее работы и измерения основных параметров излучаемого радиосигнала, а следовательно, и создания специально организованных (прицельных) помех. Скрытность обеспечивается применением остронаправленного излучения, использованием шумоподобных сигналов с низким уровнем мощности, изменением основных параметров сигнала во времени. РНС определяются по скрытности уровнем излучения её гетеродинов.

Количественной **оценкой помехоустойчивости РЭС** является отношение сигнала к помехе на входе приемника, при котором погрешность измерения заданного параметра не превосходит допустимой с требуемой вероятностью; для РЭС обнаружения при этом должно обеспечиваться обнаружение сигнала с заданной $p_{по}$ при допустимых значениях вероятности $p_{лт}$ - ложной тревоги.

Требуемая помехоустойчивость достигается рациональным выбором параметров радиосигнала системы, а также характеристик ДНА и устройств приема и обработки сигнала.

Надежность — свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, характеризующих способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки. Это определение надежности по ГОСТ 27002-82 является универсальным и полностью относится к РЭС и устройствам, из которых они состоят. В зависимости от причин, вызывающих отказы в работе системы, различают следующие разновидности надежности:

- аппаратную, связанную с состоянием аппаратуры;
- программную, обусловленную состоянием программ вычислительных устройств, используемых в системе;
- функциональную, т. е. надежность выполнения отдельных функций, возлагаемых на систему, и, в частности, извлечения и обработки информации.

В этом смысле помехозащищенность также может быть отнесена к функциональной надежности радиосистемы.

Экономические показатели системы, масса и габариты составляющих ее устройств являются важными параметрами, влияющими на совокупную оценку качества системы.

6.3.3. Основные технические характеристики

К основным техническим характеристикам радиосистемы относятся параметры, непосредственно определяющие ее тактические характеристики. Применительно к РЭС основными техническими характеристиками являются:

1. метод обзора (поиска) и измерения координат и параметров движения объекта;
2. диапазон рабочих частоты, стабильность, мощность, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
3. форма, ширина, коэффициент направленности антенны;
4. чувствительность и полоса пропускания приемного устройства;
5. вид и параметры устройств отображения и съема информации;
6. габариты и масса устройств, составляющих систему, потребляемая ими энергия от источников питания.

В дальнейшем взаимосвязь тактических и технических характеристик будет рассмотрена для конкретных типов РЭС.

6.4. КОДОВОЕ ОБОЗНАЧЕНИЕ РЭС США

В США существует система классификации и кодирования РЭС военного назначения.

Код подобных РЭС, например **AN/TPS-59**, содержит: код назначения — AN (армия — Army, флот — Navy), косую черту, трехбуквенный код класса РЭС и номер модификации РЭС указанного класса, последний пишется через тире.

Первая буква трехбуквенного кода класса РЭС характеризует либо размещение РЭС (самолетное А, корабельное S, наземное стационарное F, на беспилотном объекте D, на подводной лодке В, наземное на специально предназначенных машинах М, на боевых машинах У), либо способ транспортирования (переносная Р, транспортабельная наземная Т).

Вторая и третья буквы трехбуквенного кода характеризуют выполняемые задачи и используемые волновые процессы. Вторыми буквами кодируют, в частности, РЭС: радиолокации Р, гидролокации Q, радиосвязи R, телеграфии G, РЭП L, инфракрасной техники А.

Третьими буквами кодируют РЭС: обнаружения, измерения дальности и угловых координат S, навигации N, приема и передачи в системах связи С, только приема R, только передачи Т, выполнения комбинированных или специальных функций Q и т.д.

Упомянутый выше код AN/TPS-59 соответствует наземной транспортируемой РЛС обнаружения, измерения дальности, угловых координат.

Код **AN/MPQ-53** относится к смонтированному на специально предназначенных машинах радиолокационному зенитно-ракетному комплексу «Пэтриот».

Код **AN/PRC-113** относится к переносной ранцевой приемопередающей радиостанции.

Код **AN/BQQ-6** соответствует размещаемому на подводной лодке гидроакустическому комплексу.

Код AN/FPS-115 принадлежит наземной стационарной РЛС.

Часто вводят аббревиатуру (сокращение) наименования на языке про-

изводителя РЭС. Так, для системы дальней (LONg RANge) навигации (Navigation) использована аббревиатура LORAN (Лоран).

Обширная информация по кодовым обозначениям РЭС США и их элементов содержится в /10 - 12/.

Характерные обозначения диапазонов частот и соответствующих им длин волн для РЭС США, часто используемые в англоязычной литературе, приведены в таблице 6.2.

Табл.6.2.

Обозначения диапазонов частот для РЭС США

Обозначение диапазона	Частоты, ГГц	Длины волн, см
L	1 - 2	15 – 30
S	2 – 4	7.5 – 15
C	4 – 8	3.75 – 7.5
X	8 – 12.5	2.4 – 3.75
K_u	12.5 – 18	1.67 – 2.4
K	18 – 26.5	1.13 – 1.67
K_a	26.5 - 40	0.75 – 1.13

В соответствии с Международным регламентом радиосвязи каждый из приведенных диапазонов дополнительно ограничивается в зависимости от района Земного шара и назначения РЭС. Так, для второго (из трех) района, охватывающего США, из 2 ГГц диапазона S локационным РЭС отведены 1 ГГц на длинах воли 8,1...11,1 см и 0,25 ГГц на длинах волн 11,8...13 см.

Выводы по главе:

1. При активной радиолокации сигнал, принимаемый приемником РЛС, создается в результате отражения (рассеяния) объектом электромагнитных колебаний, излучаемых антенной РЛС и облучающих объект. Сигнал, излучаемый антенной РЛС, называют прямым или зондирующим, а принимаемый приемной антенной РЛС — отраженным или радиолокационным. Таким образом, при активной радиолокации применяют передатчик в составе РЛС и работают с отраженным (рассеянным) сигналом.

2. При полуактивной радиолокации носителем информации также является сигнал, отраженный объектом, но источник облучающих объект радиоволн вынесен относительно приемника РЛС и может действовать независимо от него. Передающее устройство, облучающее цель, может быть расположено, например, на земле или корабле, а приемное, использующее отраженный сигнал, - на ракете, направленной на цель. Возможность обнаружения объектов, не являющихся источниками радиоизлучения, - достоинство активного и полуактивного методов радиолокации.

3. При активной радиолокации с активным ответом применяют сигнал, ретранслируемый (переизлучаемый) специальным приемопередатчиком (ответчиком), установленным на объекте. Приемник ответчика прини-

мает сигнал РЛС, который вызывает генерирование и излучение ответного сигнала. Ответный сигнал может иметь мощность значительно большую, чем отраженный, поэтому применение активного ответа позволяет существенно повысить дальность действия и помехозащищенность системы. Кроме того, ответный сигнал может быть использован для передачи дополнительной информации с объекта (например, бортового номера самолета, его высоты и др.). С помощью ответчика решается и задача опознавания объекта, т. е. отличия «своих» самолетов или кораблей от «чужих». Принцип активного ответа широко применяется в радионавигации и радиоуправлении, например в радиосистемах ближней навигации (РСБН) и системах управления воздушным движением (УВД).

4. В пассивной радиолокации сигналом, принимаемым РЛС, является естественное излучение объектов в радиодиапазоне. Таким образом, в этом случае, так же как и в активной радиолокации, для обнаружения объектов и определения их координат применяют радиосигнал. Однако природа сигнала при этом иная - зондирование (облучение) объекта отсутствует, и поэтому одна РЛС может определить лишь направление (пеленг) на объект, т. е. осуществить радиопеленгование последнего

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. В чем отличие активного и полуактивного методов радиолокации?

Вопрос 2. Что такое радиолокационный сигнал и какую информацию о цели он содержит?

Вопрос 3. Укажите достоинства и недостатки угломерного, дальномерного и разностно-дальномерного методов местоопределения.

Вопрос 4. Какова форма линий положения дальномерных и разностно-дальномерных РНС?

Вопрос 5. Укажите достоинства и недостатки угломерного, дальномерного и разностно-дальномерного методов местоопределения.

Вопрос 6. Какова форма линий положения дальномерных и разностно-дальномерных РНС?

Вопрос 7. Укажите основное преимущество комбинированного угломерно-дальномерного метода местоопределения.

Вопрос 8. По каким признакам классифицируют радиолокационные и радионавигационные системы?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 3; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 7. ОБЛАСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОСИСТЕМ

7.1. ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РАДИОЛИНИИ

Дальность действия является одной из важнейших характеристик большинства радиосистем. Под дальностью действия понимают максимальное расстояние $D_{\text{макс}}$, на котором принимаемый сигнал достигает минимально допустимого (порогового) уровня $P_{\text{с мин}}$, еще достаточного для выполнения системой основных функций с качественными показателями не хуже заданных.

Дальность действия радиолинии связи или радиолинии радиоразведки. Радиолиния связи состоит из передатчика и приемника радиосигнала. Предположим, что используется радиоволны длиной волны $\lambda_{\text{и}}$, мощность излучаемых передающей антенной колебаний $P_{\text{и}}$, её коэффициент усиления $G_{\text{и}}$, коэффициент приемной антенны (средства РЭН) $G_{\text{п}}$, чувствительность приемника (мощность порогового сигнала) $P_{\text{с мин}}$. Плотность потока мощности в месте приема (месте нахождения средства РЭН) на расстоянии D от передающей антенны (объекта изучения)

$$P = P_{\text{и}} G_{\text{и}} / 4\pi D^2, \quad (7.1)$$

а мощность сигнала в приемной антенне

$$P_{\text{с}} = P A = P_{\text{и}} G_{\text{и}} A_{\text{п}} / (4\pi)^2 D^2 = P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda_{\text{и}}^2 / (4\pi)^2 D^2, \quad (7.2)$$

$$\text{где } A_{\text{п}} = G_{\text{п}} \lambda_{\text{и}}^2 / (4\pi). \quad (7.3)$$

При увеличении дальности мощность принимаемого сигнала падает обратно квадрату расстояния и достигает порогового уровня $P_{\text{с}} = P_{\text{с мин}}$, ограничивающего максимальное значение дальности до объекта радиоэлектронного наблюдения

Максимальную дальность действия можно определить по формуле

$$D_{\text{з макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{и}} G_{\text{п}} \lambda_{\text{и}}^2}{(4\pi)^2 P_{\text{с мин}}}}, \quad (7.4)$$

где $G_{\text{и}}$, $G_{\text{п}}$ - коэффициент усиления антенн на излучение и прием;

$P_{\text{и}}$ - мощность излучения;

$P_{\text{с мин}}$ - чувствительность приемника;

$\lambda_{\text{и}}$ - длина волны излучения.

Мощность $P_{\text{с мин}}$ должна быть достаточной для извлечения информации с заданной достоверностью при наличии помех, включая собственный шум приемника, приведенный к его входу.

Уравнение (7.4) отражает связь дальности действия РЭС РТН (РРТР) с ее основными параметрами и характеристиками излучений объекта исследования (цели).

Параметры $P_{\text{с мин}}$ и $G_{\text{и}}$, $G_{\text{п}}$ имеют статистический характер и зависят от многих факторов. В основном уравнении не учитываются потери при распространении сигнала, потери в антенно-фидерном и других устройствах РЭС РЭН и цели при формировании, приеме и обработке сигнала.

7.2. ОБОБЩЕННОЕ УРАВНЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Для определения порогового сигнала $P_{\text{смин}}$ в уравнении (7.4) нужно знать характеристики сигнала и помех, заданные значения вероятности правильного обнаружения $p_{\text{по}}$ и вероятности ложной тревоги $p_{\text{лт}}$. При этом структура и характеристики приемника, устройств обработки и регистрации сигнала выбирают так, чтобы свести $P_{\text{смин}}$ к возможно низкому уровню, обеспечивающему максимальную дальность действия РЭС РЭН.

Рассчитаем $P_{\text{смин}}$ при воздействии помехи с равномерной спектральной плотностью N_0 .

Вероятность правильного обнаружения $p_{\text{по}}$ и вероятность ложной тревоги $p_{\text{лт}}$ зависят от отношения сигнала к шуму на входе порогового устройства (параметра обнаружения $q=U_{\text{мс}}/\sigma_{\text{ш}}$) и выбранного порога, значение которого зависит от выбранного критерия обнаружения.

В РЭС используют критерий Неймана-Пирсона, в соответствии с которым оптимальный приемник должен обеспечивать получение наибольшего значения $p_{\text{по}}$ при заданном значении $p_{\text{лт}}$. Нахождение минимального значения $q = q_{\text{мин}}$ при котором $p_{\text{по}}$ еще не меньше заданного ($p_{\text{по}}\text{зад}$), а вероятность ложной тревоги $p_{\text{лт}}$ не превышает допустимой, осуществляют с помощью характеристик обнаружения $p_{\text{по}}=f(q)$, представленных на рис. 3.6.

Представив мощность порогового сигнала $P_{\text{смин}}$, входящую в основное уравнение радиолинии (7.4), через параметр обнаружения

$P_{\text{смин}} = q_{\text{мин}}^2 N_0 / (t_n)$, где t_n – время накопления, можно при расчете максимальной дальности действия РЭС РЭН непосредственно использовать характеристики обнаружения. Отклонения характеристик приемника от оптимальных учитывают путем введения коэффициента потерь $L_{\text{п}} > 1$, который показывает, во сколько раз (на сколько децибел) следует увеличить коэффициент усиления антенны в реальной системе, чтобы обеспечить заданные параметры обнаружения. Таким образом, с учетом потерь выражение (6.4) принимает вид

$$D_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_u t_u G_u G_n \lambda_u^2}{(4\pi)^2 q_{\text{мин}}^2 N_0 L_{\text{п}}}}, \quad (7.5)$$

Уравнение дальности в этой форме называют обобщенным уравнением дальности или обобщенным уравнением радиолинии.

В том случае, когда источником помех являются шумы антенны мощностью $P_{\text{шА}}$ и собственные шумы приемника с приведенной к входу мощностью $P_{\text{шп}}$, полная мощность шумов на входе приемника

$P_{\text{ш}} = P_{\text{шА}} + P_{\text{шп}}$. Если ширина полосы пропускания приемного тракта Δf , а температура антенны T_A , то

$P_{\text{шА}} = k T_A \Delta f$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана.

Обычно спектральную плотность шума N_0 представляют через шумовую температуру $T_{ш} = T_A + T_0(k_{ш} - 1)$, где $k_{ш} = 1 + P_{шн}/P_{шA}$, — коэффициент шума приемника; $T_0 = 290$ К. Таким образом,

$$P_{ш} = k T_A \Delta f + k T_0 \Delta f (k_{ш} - 1) = k \Delta f [T_A + T_0(k_{ш} - 1)] = k \Delta f T_{ш} .$$

Считая спектр шума равномерным в полосе Δf , $N_0 = P_{ш}/\Delta f = k T_{ш}$, найдем

$$D_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{E_{и} G_u G_n \lambda_u^2}{(4\pi)^2 q_{\text{мин}}^2 k T_{ш} L_{п}}} . \quad (7.6)$$

Коэффициент потерь $L_{п}$ может быть представлен произведением элементарных коэффициентов потерь, учитывающих потери, вызванные затуханием сигнала в антенно-фидерном устройстве, несогласованностью АЧХ приемника со спектром сигнала, детектированием, нестабильностью частоты гетеродина приемника, сканированием ДНА и другими причинами. Часто уравнение (7.6) представляют в логарифмической форме и все величины, в том числе и коэффициенты потерь, подставляют в децибелах, заменяя умножение параметров их суммированием, а деление — вычитанием. Анализируя уравнение (7.6), видим, что для увеличения $D_{\text{макс}}$, например, в два раза, нужно уменьшить чувствительность в 4 раза или увеличить коэффициент усиления антенны в 16 раз, что соответствует 12 дБ.

Следует подчеркнуть, что расчет $D_{\text{макс}}$ для реальных условий работы РЭС представляет собой сложную задачу. Кроме рассмотренных источников потерь должны быть учтены потери при распространении сигнала, а также влияние отражений от земной поверхности. Такие расчеты проводились в дисциплине «Теория и техника радиолокации и радионавигации»

7.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОНАВИГАЦИОННОГО ПАРАМЕТРА

Точность измерения координат и параметров движения объекта является важнейшей характеристикой радиоэлектронных систем. Она определяется погрешностями измерений параметра - параметра радиосигнала, несущего информацию о координате или скорости объекта.

В дальномерных и разностно-дальномерных системах измеряемым параметром может быть временной, частотный или фазовый сдвиг колебаний принимаемого сигнала относительно опорного, формируемого в системе. Соответственно измеряемому параметру различают импульсные, частотные и фазовые системы. В угломерных системах РНП является угол между направлением на объект и опорным направлением, а в системах измерения скорости — доплеровское смещение частоты принимаемых колебаний относительно частоты опорных.

Ранее рассмотрены алгоритмы оптимальных измерителей, обеспечивающих наивысшую (потенциальную) точность определения перечисленных параметров сигнала, ограниченную собственными шумами приемника

измерителя. Однако в реальных условиях работы РЛС и РНС потенциальная точность практически недостижима из-за несовершенства метода измерений, его технической реализации и условий эксплуатации. Различают методические, инструментальные (аппаратурные) погрешности, а также погрешности, обусловленные условиями эксплуатации системы.

К **методическим** относятся погрешности, обусловленные допущениями и приближениями при обосновании принципа действия системы и расчете ее характеристик, к **инструментальным** — погрешности, непосредственно связанные с техническим исполнением измерителя.

Методические и инструментальные погрешности можно уменьшить путем:

- повышения качества проектирования при использовании более совершенных моделей, применении ЭВМ для моделирования и расчета, переходе от аналоговых к цифровым методам обработки;

- максимального привлечения априорной информации о характеристиках сигналов и помех;

- совместной обработки (комплексирования) данных различных датчиков информации.

Погрешности, вызванные изменениями условий эксплуатации систем, разнообразны по происхождению. Источниками этих погрешностей являются внешние помехи, изменяющиеся условия распространения радиоволн, вибрации аппаратуры, колебания температуры, влажности, напряжения питания и т. д.

Для уменьшения влияния перечисленных факторов при создании системы должны быть выбраны рациональные схмотехнические и конструктивные решения, размещение аппаратуры должно производиться с их учетом. Кроме того, необходимо предусмотреть возможность периодической проверки и калибровки параметров аппаратуры в процессе эксплуатации.

По характеру проявления погрешности подразделяют на систематические и случайные. **Систематические погрешности** постоянны от измерения к измерению или медленно меняются во времени по определенному закону; они могут быть исключены или сведены к допустимому минимуму при калибровке системы.

Случайные погрешности полностью неустранимы, но рациональным построением системы могут быть снижены до приемлемого уровня. Обычно погрешность, так же как и измеряемый параметр, является функцией времени

Исчерпывающее статистическое описание $\varepsilon(t)$ содержится в многомерных ПВ или в функционале ПВ, однако на практике чаще используют лишь среднее $m_\varepsilon(t)$ и дисперсию $D_\varepsilon(t)$.

Когда погрешность $\varepsilon(t)$ соответствует эргодическому случайному процессу, статистическое усреднение при вычислении показателей точности $m_\varepsilon(t)$ и $D_\varepsilon(t)$ заменяют усреднением по времени, а вместо корреляцион-

ной функции погрешности находят ее спектральную плотность $\tilde{S}_\varepsilon(f)$.

Математическое ожидание погрешности $m_\varepsilon(t)$ называемое смещением, дает систематическую составляющую погрешности, которую рациональным проектированием и эксплуатацией системы можно сделать много меньше случайной составляющей, т.е. $m_\varepsilon(t) < \sqrt{D_\varepsilon}$.

Для характеристики точности измерителя используют средний квадрат погрешности $\bar{\varepsilon}^2 = m_\varepsilon^2 + D_\varepsilon$ или $\varepsilon_{\text{скв}} = \sqrt{\bar{\varepsilon}^2}$ - ее среднеквадратическое значение.

Эти показатели определяют точность системы лишь в среднем и не позволяют судить о том, сколь часто возможны погрешности, превышающие их усредненные значения. Поэтому точность зависит также от вероятности $P(|\varepsilon| \leq \varepsilon_{\text{доп}})$ того, что погрешность не превысит допустимого значения $\varepsilon_{\text{доп}}$. В связи с большим числом разнообразных причин, влияющих на измерение РНП, можно считать, что погрешность измерений, согласно центральной предельной теореме, имеет нормальное распределение и вероят-

ность $P(|\varepsilon| < \varepsilon_{\text{доп}})$ полностью задается значениями $\bar{\varepsilon}$ и σ_ε . Так, вероятность того, что погрешность несмещенных измерений не превысит σ_ε равна 0,683. Часто точность характеризуют максимальной погрешностью, равной $2 \sigma_\varepsilon$ и соответствующей вероятности $P(|\varepsilon| < 2 \sigma_\varepsilon) = 0,95$, и ее предельным значением $3 \sigma_\varepsilon$ при вероятности $P() = 0,997$. В последнем случае только 0,3% измерений имеют погрешность, превышающую $3 \sigma_\varepsilon$. В радионавигации широко применяют позиционный метод определения положения объекта в пространстве, точность которого зависит от погрешностей фиксации поверхностей и линий положения.

7.4. ПОИСК СИГНАЛОВ ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ, ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ

Поиск сигналов в РЭС предшествует режиму точного измерения их параметров, несущих информацию о координатах и скорости объектов. Для радионавигационных систем (РНС) обычно заранее известно расположение опорных станций (радиомаяков) системы, поэтому на борту объекта, определяющего свое место, как правило, нет необходимости выяснять, присутствует ли сигнал того или иного маяка, в результате поиск сводится к грубому измерению радионавигационного параметра (РНП). Эта особенность отличает поиск сигналов в РНС от поиска сигналов в др. РЭС, о наличии которой в зоне обзора в большинстве практических случаев заранее не известно. В связи с этим целесообразно сначала рассмотреть более общий случай РЭС, осуществляющей поиск сигнала в рабочей зоне, называемой зоной или сектором обзора.

Размеры рабочей зоны определяются предельными значениями измеряемых координат и скорости объекта, т.е. дальности ($D_{\text{мин}} - D_{\text{макс}}$), азимута ($\alpha_{\text{мин}} - \alpha_{\text{макс}}$), угла места ($\beta_{\text{мин}} - \beta_{\text{макс}}$) и радиальной скорости ($v_{\text{Гмин}} - v_{\text{Гмакс}}$).

Протяженность каждого из этих интервалов удобно представить числом содержащихся в нем элементов разрешения по дальности, азимуту, углу места и радиальной скорости. В процессе обзора осуществляется проверка наличия цели в каждом из элементов разрешения, причем последовательность проверки задается методом (программой) обзора, выбор которого зависит от назначения РЭС. Станции обнаружения работают в режиме непрерывного обзора, в процессе которого производится не только обнаружение, но и измерение координат обнаруженных целей. В станциях точного измерения координат обзор начинается при обнаружении цели и получения грубых координат цели от обзорной РЭС.

При выборе способа обзора РЭС учитывают размеры ее рабочей зоны, определяемые координаты и точность их измерения, разрешающую способность станции по дальности, скорости и угловым координатам, требуемое время обзора рабочей зоны, вероятность появления цели в различных участках рабочей зоны, затраты при технической реализации того или иного способа, его эксплуатационную надежность, см. рис. 7.1.

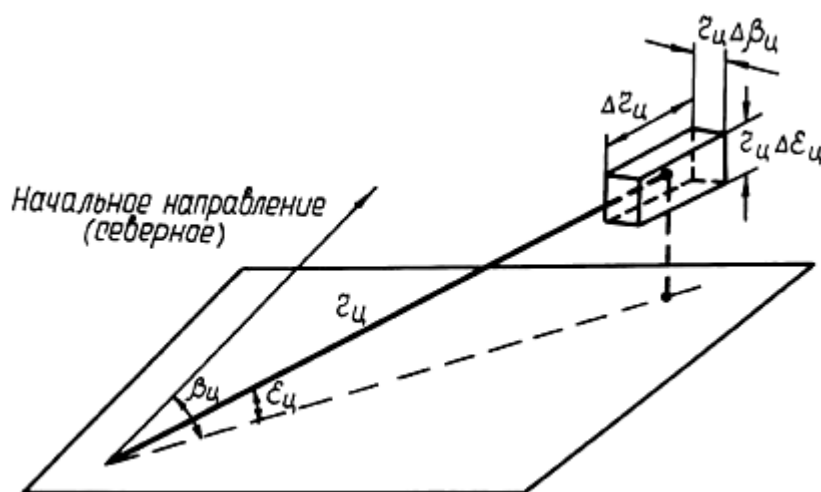


Рис. 7.1. Элементы пространственного разрешения

Основными параметрами, характеризующими эффективность выбранного метода обзора, являются среднее время до обнаружения цели и среднее время между соседними ложными обнаружениями (средняя частота ложных тревог).

Обзор элементов рабочей зоны РЭС может производиться последовательно во времени (последовательный обзор) или одновременно (параллельный или одновременный обзор). Применяется также комбинированный параллельно-последовательный метод обзора. При параллельном обзоре обработку сигналов осуществляют одновременно во всех элементах разрешения зоны обзора, поэтому обнаружение цели происходит сразу при ее появлении в зоне обзора РЭС. Однако малое время обзора при параллельном способе достигается существенным усложнением оборудования, поэтому при допустимом времени обзора рабочей зоны РЭС используют и более простые в реализации методы последовательного и параллельно-

последовательного обзора.

Обработка сигналов, соответствующих всем N элементам разрешения, за время $\tau_{\text{макс}}$ требует создания сложной N -канальной системы обработки, что не всегда целесообразно, поэтому чаще используют значительно меньшее число каналов обработки $k < N$. Такая параллельно-последовательная обработка сигналов связана с энергетическими потерями, поскольку время накопления в каждом из k перестраиваемых каналов уменьшается в N/k раз по сравнению с временем накопления в каналах при одновременной обработке в N -каналах. Таким образом, снижение аппаратных затрат приводит к ухудшению качественных показателей системы, и при ее проектировании задача состоит в отыскании наилучшего решения с учетом всех существенных факторов.

Обзор рабочей зоны по угловым координатам также может быть параллельным, последовательным или параллельно-последовательным. При параллельном обзоре РЛС должна иметь $N_{\alpha\beta} = N_{\alpha} N_{\beta}$ угловых каналов, т. е. $N_{\alpha\beta}$ -лучевую ДНА, перекрывающую всю зону обзора с соответствующим числом приемных каналов. Если заданный сектор обзора не очень широк, то при излучении может быть использована однолучевая ДНА, перекрывающая весь сектор.

Если заданы широкий сектор обзора и высокая разрешающая способность по угловым координатам, то число лучей и каналов обработки становится слишком большим, а система — трудноосуществимой. В этом случае применяют последовательный одноканальный (или параллельно-последовательный) метод обзора со сканированием (развертыванием) луча по всей зоне обзора. Последовательный обзор проще и дешевле реализуется, однако не всегда приемлем из-за низкой скорости поступления информации, поскольку скорость обзора ограничена временем $\tau_{D_{\text{макс}}} = 2 D_{\text{макс}} / c$, в течение которого ДНА должна быть направлена на объект для того, чтобы принять хотя бы один отраженный целью сигнал. Таким образом, время однократного обзора всей зоны обзора не может быть меньше $T_0 \geq \tau_{D_{\text{макс}}} N_{\alpha\beta}$. Для обнаружения слабых сигналов (например, от целей, расположенных на расстояниях, близких к $D_{\text{макс}}$) требуется их накопление, что ведет к снижению скорости обзора. Если в импульсной РЛС для обнаружения цели необходимо накопление N импульсов, то время обзора возрастает в N раз.

Выводы по главе:

1. Основными параметрами, характеризующими эффективность выбранного метода обзора, являются среднее время до обнаружения цели и среднее время между соседними ложными обнаружениями (средняя частота ложных тревог).

2. Обзор элементов рабочей зоны РЭС может производиться последовательно во времени (последовательный обзор) или одновременно (параллельный или одновременный обзор). Применяется также комбинирован-

ный параллельно-последовательный метод обзора. При параллельном обзоре обработку сигналов осуществляют одновременно во всех элементах разрешения зоны обзора, поэтому обнаружение цели происходит сразу при ее появлении в зоне обзора РЭС. Однако малое время обзора при параллельном способе достигается существенным усложнением оборудования, поэтому при допустимом времени обзора рабочей зоны РЭС используют и более простые в реализации методы последовательного и параллельно-последовательного обзора. Эти ограничения могут быть ослаблены при переходе от равномерного обзора к программируемому на основе априорных данных (например, о вероятности появления цели на том или ином направлении) или к адаптивному.

3. При адаптивном последовательном обзоре на основе результатов анализа на предшествующих этапах изменяется очередность, время анализа различных элементов рабочей зоны или энергия, излучаемая в том или другом направлении.

4. Управление параметрами обзора осуществляется специальным устройством анализа, выявляющим направления наиболее вероятного наличия цели. При параллельном обзоре адаптация сводится к автоматическому увеличению энергии излучения РЛС, если при работе в нормальном (дежурном) режиме появилось подозрение на наличие цели в рабочей зоне РЭС.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Назовите основные характеристики РЛС, влияющие на выбор способа обзора заданной рабочей зоны.

Какие параметры характеризуют эффективность выбранного метода обзора?

Вопрос 2. В чем отличие винтового и спирального методов последовательного обзора пространства?

Вопрос 3. В чем отличие параллельного, последовательного и параллельно-последовательного методов обзора?

Каковы пути снижения времени обзора заданной рабочей зоны РЛС?

Вопрос 4. В чем суть управляемого по программе и адаптивного способа обзора?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 8. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

8.1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Для измерения угловых координат в РЭС используется радиопеленгование, т. е. определение направления на источник принимаемого радиосигнала. Зависимость напряжения принимаемого радиосигнала от направления прихода радиоволн, заданного углами α и β в горизонтальной и вертикальной плоскостях, можно представить выражением

$$\begin{aligned} z(e - \tau_B, \alpha, \beta) &= \operatorname{Re} U_M(t - \tau_D, \alpha, \beta) \exp(-j(2\pi f(t - \tau_D) + \varphi(t - \tau_D))) = \\ &= \operatorname{Re} U_{M0}(t - \tau_D) G(\alpha) G(\beta) \exp(-j(2\pi f(t - \tau_D) + \varphi(t - \tau_D))), \end{aligned} \quad (8.1)$$

где τ_D — время задержки сигнала, пропорциональное расстоянию от источника сигнала до приемной антенны; $f(t - \tau_D)$ — частота сигнала; $\varphi(t - \tau_D)$ — фаза колебаний радиосигнала; $G(\alpha)$, $G(\beta)$ — функции, описывающие ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Таким образом, для определения направления прихода радиоволн можно непосредственно использовать зависимость амплитуды принимаемого сигнала от отклонения оси ДНА от направления на источник радиосигнала, выражаемую функциями $G(\alpha)$ и $G(\beta)$.

Такой метод пеленгования называется **амплитудным**. При приеме сигнала на две или несколько разнесенных в пространстве антенн фазовый сдвиг сигналов, возбуждаемых в антеннах, зависит от направления прихода радиоволн. Метод определения направления измерением фазовых сдвигов сигналов в антеннах называют **фазовым**. Применяются также **комбинированные амплитудно-фазовые методы пеленгования**.

При частотной модуляции сигнала возможно использование и **частотного метода определения направления**, который иногда применяется совместно с амплитудным для повышения точности и разрешающей способности РЭС по угловым координатам. Рассмотрим кратко методы пеленгования, для упрощения предполагая, что источник сигнала и антенна приемника находятся в одной (горизонтальной) плоскости.

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз колебаний, принимаемых двумя антеннами, разнесенными в пространстве (радиопеленгатор). Прием может осуществляться и на одну антенну, но тогда сигнал должен излучаться разнесенными антеннами (фазовый радиомаяк). Проанализируем пеленгование объекта фазовым методом для двух направленных приемных антенн A_1 и A_2 , (рис. 8.1). Пусть расстояние между антеннами, называемое базой, равно d , а пеленгуемый объект удален от центра базы на расстояние $D \gg d$. В этом случае направления прихода сигналов от объекта к антеннам A_1 и A_2 можно считать параллельными. При этом разность расстояний $\Delta D = D_2 - D_1 = d \sin \alpha$, где α — угол между направлением на объект и нормалью к базе, проходящей через ее середину. Зная базу и измеряя тем или иным способом разность расстояний ΔD можно найти направление на пеленгуемый объект. При фазовом методе

измеряется разность фаз φ колебаний, возбуждаемых в антеннах A_1 и A_2 . Если длина волны принимаемых колебаний равна $\lambda_{и}$, то

$$\varphi = 2\pi d \sin \alpha / \lambda_{и} \quad (8.2)$$

При применении в качестве фазочувствительного элемента фазового детектора напряжение на его выходе

$$U_{ФД} = K_{ФД} U_M \cos \varphi = K_{ФД} U_M \cos(2\pi d \sin \alpha / \lambda_{и}) \quad (8.3)$$

где U_m — амплитуда сигнала на входе детектора.

Для исключения влияния неизвестной амплитуды вводят эффективную АРУ или ограничение сигнала благодаря чему напряжение на входе детектора можно считать постоянным.

Так как косинус - функция четная, то знак напряжения на выходе фазового детектора не зависит от знака отклонения оси антенны от направления на объект. Для устранения этого недостатка в один из приемных каналов вводят цепь сдвига фазы на $\pi/2$, вследствие чего зависимость $U_{ФД}$ приобретает вид дискриминационной характеристики:

$$U_{ФД} = K_{ФД} U_M \cos \varphi = K_{ФД} U_M \sin(2\pi d \sin \alpha / \lambda_{и}) \quad (8.4)$$

При малых значениях α зависимость имеет приближенно линейный характер: $U_{ФД} = U_0 2\pi d \alpha / \lambda_{и}$ (8.5)

Таким образом, по напряжению на выходе фазового детектора можно найти значение и знак угла рассогласования.

Зависимость нормированного напряжения рассогласования от угла рассогласования называется **пеленгационной характеристикой угломера**: $F(\alpha) = U_{ФД} / U_0 = 2\pi d \alpha / \lambda_{и}$ (8.6)

Ее производную при $\alpha = 0$ называют крутизной пеленгационной характеристики или чувствительностью пеленгования

$$S_{\alpha} = \left. \frac{dF(\alpha)}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = 2\pi d / \lambda_{и} \quad (8.7)$$

Таким образом, чувствительность, а следовательно, и точность пеленгования растут с увеличением отношения $d / \lambda_{и}$, который получил название **волновой размер антенны**. Однако при $d / \lambda_{и} > 1/2$ появляется неоднозначность измерения угла, что следует из выражения (8.4).

Для исключения неоднозначности применяют (так же как в фазовых дальномерных системах) нескольких шкал, т. е. проводят измерения при различных отношениях. Необходимо подчеркнуть, что рассмотренный фазовый угломер с ненаправленными антеннами не обладает разрешающей способностью по углу, поскольку два или несколько источников сигнала, расположенных на различных направлениях, создадут в антеннах единый результирующий сигнал (если они неразделимы по другим параметрам), что исключает возможность их раздельного наблюдения и измерения пеленгов.

Для разрешения сигналов по углу необходимы антенны с достаточно узкой амплитудной характеристикой направленности. Для измерения азимута α и угла места β фазовый радиопеленгатор должен иметь две пары

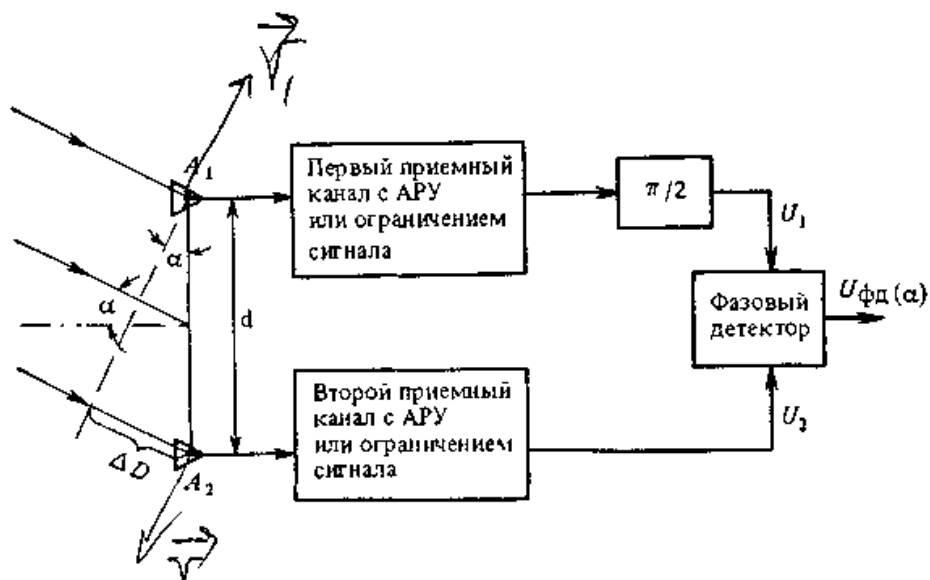
антенн с взаимно перпендикулярными базами, расположенными в горизонтальной плоскости. Если база первой пары совпадает с направлением север-юг, а второй - восток-запад, то угол α будет истинным азимутом. В средствах радиоэлектронного наблюдения кроме точности пеленгования большое значение имеет и угловая разрешающая способность, определяемая шириной ДНА $\alpha_{0.7}$ см. рис. 8.1.б. по методу максимума или крутизной двух ДНА при равносигнальном методе см. рис. 8.1.в. Момент пеленга соответствует минимальной амплитуде сигнала (в данном случае равной нулю), поэтому такой способ пеленгования называется методом минимума.

Метод максимума применяется преимущественно в обзорных РЛС, диаграмма направленности которых при сканировании проходит направление на объект. Если объект имеет малую протяженность по сравнению с шириной диаграммы (малоразмерная или точечная цель), а отраженный или переизлученный сигнал не флуктуирует, то амплитуда сигнала на входе приемника РЛС изменяется в соответствии с формой ДНА $G(\alpha)$ (рис. 8.1). Анализ огибающей принимаемого сигнала дает возможность зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на объект. Поэтому метод максимума часто называют методом анализа огибающей.

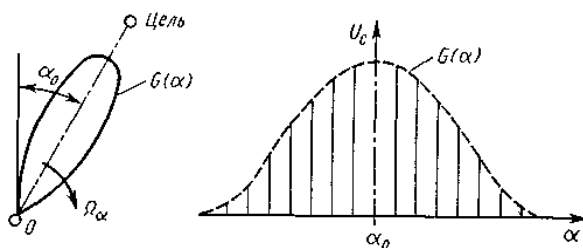
Комбинированные методы пеленгования. Из возможных комбинированных методов пеленгования наиболее часто используют амплитудно-фазовый, например в радиопеленгаторах, системах ближней навигации и моноимпульсных РЛС. В системах ближней навигации применяют маяки с быстро вращающейся ДНА. Если ДНА маяка имеет форму кардиоиды и вращается с угловой скоростью Ω , то создаваемый радиомаяком сигнал на входе приемоиндикатора на объекте будет промодулирован по амплитуде. Напряжение огибающей изменяется с частотой модуляции Ω и имеет фазу φ , жестко связанную с азимутом объекта. Требуемый сигнал создается антенной системой, состоящей из трех антенн: центральной ненаправленной A_1 и ортогональных A_2 и A_3 , имеющих ДНА в виде восьмерок, сдвинутых на $\pi/2$, см. Рис. 8.1. в.

8.2. ТОЧНОСТЬ И РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ РАДИОСИСТЕМ ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКЕ

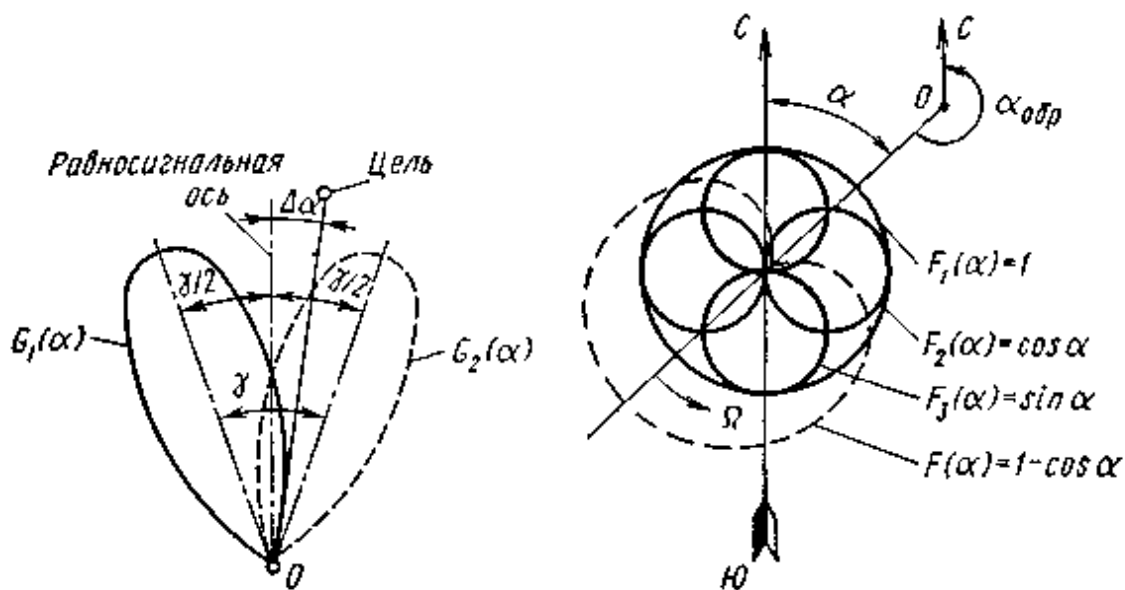
Установив аналогию пространственно-временной обобщенной нормированной функции корреляции с временной ФН, воспользуемся формулами, полученными в гл. 5 для определения дисперсии оценки любого измеряемого параметра для разрешающей способности РЛС по этим параметрам.



а). $\varphi = 2\pi d \sin \alpha / \lambda_{\text{н}}$



б).



в).

Рис. 8.1. Принципы измерения угловых координат

Заменив обобщенный параметр ν конкретно измеряемым, получим значения дисперсии оценки временной задержки, доплеровского сдвига

частоты, направляющих косинусов и их производных:

$$\sigma^2_{\tau} = \frac{1}{(2E/N_0)(2\pi F_0)^2}; \quad \sigma^2_F = \frac{1}{(2E/N_0)(2\pi T_0)^2}; \quad (8.8)$$

$$\sigma^2_{u_{x,y}} = \frac{1}{(2E/N_0)(2\pi v_{x,y_0})^2}; \quad \sigma^2_{\dot{u}_{x,y}} = \frac{1}{(2E/N_0)(2\pi v_{x,y_0} T_0)^2} \quad (8.9)$$

В этих формулах конкретизированы понятия эффективная частота огибающей F_0 и эффективная длительность T_0 ; v_{x_0} и v_{y_0} — эквивалентные пространственные частоты. Точность не единственная характеристика при измерении параметра v , не менее важны однозначность отсчета и разрешающая способность. Таким образом, относительный раскрыв антенны d_A/λ_n ограничивает потенциальные значения точности и разрешающей способности при измерении угловых координат, выполняя функции ширины спектра сигнала при измерении дальности. Поэтому, аналогично сжатию импульсов, при частотной или фазовой модуляции его несущей можно осуществить сжатие ДНА при наличии пространственной, фазовой или частотной модуляции.

РЛС бокового обзора с синтезированием апертуры. Проблема радикального повышения разрешающей способности в направлении, перпендикулярном оси ДНА, особенно актуальна для РЛС обзора поверхности под летательным или космическим аппаратом, поскольку в направлении оси ДНА достижимо очень высокое разрешение при соответствующем расширении спектра сигнала РЛС. Если излучение антенны направлено перпендикулярно вектору скорости РЛС, т. е. осуществляется боковой обзор, то перемещение антенны относительно облучаемой поверхности позволяет получить при оптимальной обработке отраженных сигналов очень высокое разрешение и в направлении, перпендикулярном оси ДНА. Таким образом решается задача получения радиолокационного изображения высокой четкости. Повышение разрешения при боковом обзоре можно рассматривать как результат сжатия ДНА при оптимальной обработке (аналогично сжатию импульса с внутриимпульсной модуляцией) или как формирование диаграммы синтезированной антенной решеткой, образующейся при перемещении антенны РЛС относительно облучаемой поверхности. Антенна станции вытянута вдоль оси самолета и формирует ДНА, узкую в горизонтальной и широкую в вертикальной плоскости, ориентированную перпендикулярно оси самолета. Обычно создаются две идентичных ДНА по обе стороны оси самолета. При длине волны излучаемых РЛС колебаний λ_n и продольном размере антенны d_A ширина ДНА синтезированной $\alpha_c = \lambda_n / (2\alpha_a D)$, $\alpha_a = \lambda_n / d_A$ — ДНА физической антенны; где D — база антенны.

8.3. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ И ИХ ПРОИЗВОДНЫХ

В общем случае мгновенное положение объекта в пространстве опре-

деляется тремя координатами x_i ($i=1, 2, 3$) в той или иной системе координат, см. Рис. 7.1. Для характеристики движения объекта необходимы также производные координат, число которых зависит от сложности траектории движения объекта. На практике чаще всего используют производные не выше второго порядка, т. е. скорость объекта и ускорение. При этом обычно имеют в виду координаты и их производные для центра тяжести объекта. Часто измеряют лишь координаты, а их производные получают путем дифференцирования. Возможно также непосредственно оценить составляющую относительной скорости объекта, перпендикулярную фронту приходящей к антенне электромагнитной волны, путем измерения доплеровского смещения частоты. Интегрированием скорости объекта можно получить соответствующую координату, а ее дифференцированием - ускорение. При активной радиолокации с учетом двустороннего распространения сигнала (от РЛС до цели и обратно) частота отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера отличается от частоты излучаемого на значение $F_v = 2f_0 v_r / c = 2v_r / \lambda_n$, пропорциональное радиальной составляющей относительной скорости v_r , которая может быть вычислена по формуле

$$v_r = \lambda_n F_v / 2, \quad (8.10)$$

если известна длина волны λ_n излучаемого сигнала и измерено значение доплеровского смещения частоты F_v . Следует заметить, что формула точна лишь при значениях скорости v_r много меньших скорости распространения радиоволн c , когда можно не учитывать релятивистский эффект. При радиолокационном определении координат в основу положено свойство радиоволн распространяться в однородной среде прямолинейно и с постоянной скоростью. Скорость распространения радиоволн зависит от электромагнитных свойств среды и составляет в свободном пространстве (вакууме) $c = 299\,792\,458$ м/с. Там, где это не вызывает существенных погрешностей, обычно берут приближенное значение скорости $c = 3 \cdot 10^8$ м/с = $3 \cdot 10^5$ км/с. Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволн позволяют рассчитать дальность D от РЛС до объекта путем измерения времени прохождения сигнала τ_d до объекта и обратно:

$$\tau_d = 2D/c.$$

Свойство прямолинейности распространения радиоволн является основой радиотехнических методов измерения угловых координат по направлению прихода сигнала от объекта. При этом используются направленные свойства антенны. Радиотехнические методы позволяют также непосредственно найти разность дальностей от объекта до двух разнесенных передатчиков, путем измерения разности времени приема их радиосигналов на объекте, определяющем свое местоположение.

В РЭС при нахождении местоположения объекта вводят понятия радионавигационного параметра, поверхностей и линий положения. Радионавигационным параметром (РНП) называют физическую величину, непосредственно измеряемую РНС (расстояние, разность или сумма расстояний, угол). Поверхностью положения считают геометрическое место точек

в пространстве, имеющих одно и то же значение РНП. Линия положения есть линия пересечения двух поверхностей положения. Местоположение объекта задается пересечением трех поверхностей положения или поверхности и линии положения.

В соответствии с видом непосредственно измеряемых координат различают три основных метода определения местоположения объекта: угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный, см. рис. 8.2. Широко применяют также комбинированный угломерно-дальномерный метод.

Угломерный метод. Этот метод является самым старым, поскольку возможность определения направления прихода радиоволн была установлена А. С. Поповым еще в 1897 г. при проведении опытов по радиосвязи на Балтийском море. При этом используются направленные свойства антенны при передаче или приеме радиосигнала. Существует два варианта построения угломерных систем: радиопеленгаторный и радиомаячный. В радиопеленгаторной системе направленной является антенна приемника (радиопеленгатора), а передатчик (радиомаяк) имеет ненаправленную антенну. При расположении радиопеленгатора (РП) и радиомаяка (РМ) в одной плоскости, например на поверхности Земли, направление на маяк характеризуется пеленгом α (рис.8.3, а). Если пеленг отсчитывают от географического меридиана (направление север-юг), то его называют истинным пеленгом или азимутом. Часто азимутом считают угол в горизонтальной плоскости, отсчитанный от любого направления, принятого за нулевое. Определение направления производят в месте расположения приемника, который может быть как на Земле, так и на объекте.

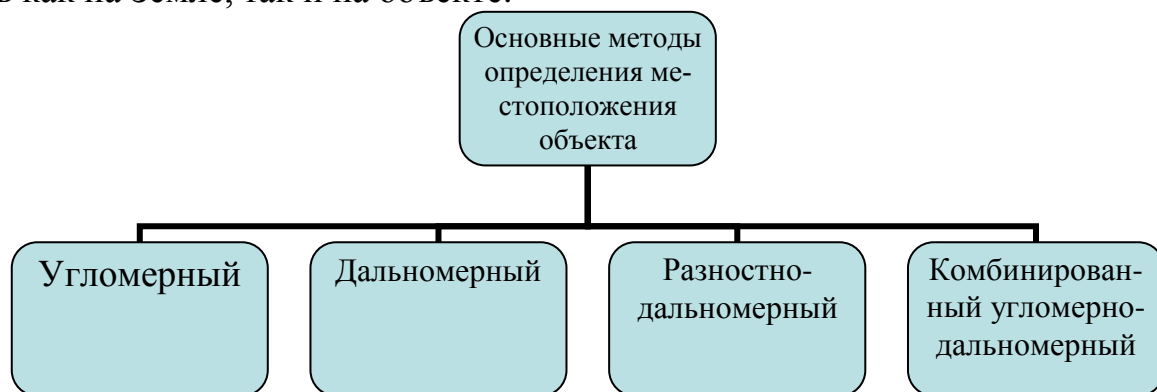


Рис. 8.2. Основные методы определения местоположения объекта

В первом случае пеленгование объекта осуществляют с Земли и при необходимости измеренное значение пеленга передают на объект (борт) по каналу связи. При расположении радиопеленгатора на объекте пеленг на радиомаяк измеряют непосредственно на борту.

В радиомаячной системе (рис. 8.3,б) используют радиомаяк с направленной антенной и ненаправленный приемник. В этом случае в месте расположения приемника измеряют обратный пеленг α_0 относительно нулевого направления, проходящего через точку, в которой расположен радиомаяк. Часто применяют маяк с вращающейся ДНА.

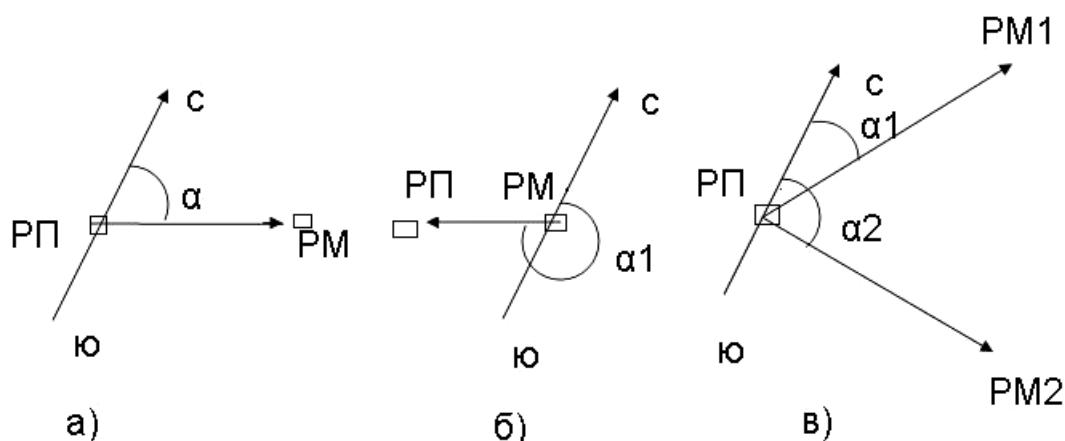


Рис. 8.3. Принцип работы методов определения местоположения объекта, РМ - радиомаяк; РП – радиопеленгатор; α – угол; с – ю –направление север-юг

В момент совпадения оси ДНА с нулевым направлением (например, северным) вторая, ненаправленная, антенна РМ излучает специальный нулевой (северный) сигнал, который принимается приемником системы и является началом отсчета углов. Фиксируя момент совпадения оси вращающейся ДНА маяка с направлением на приемник (например, по максимуму сигнала), можно найти обратный пеленг α_0 , который при равномерном вращении ДНА маяка пропорционален промежутку времени между приемом нулевого сигнала и сигнала в момент пеленга. В этом случае приемник упрощается, что важно при его расположении на борту. Поверхностью положения угломерной РНС является вертикальная плоскость, проходящая через линию пеленга. При использовании наземных РП и РМ линией положения будет ортодромия - дуга большого круга, проходящего через пункты расположения РП и РМ. Она является линией пересечения поверхности положения с поверхностью Земли. Истинный пеленг (ИП) - угол между меридианом и ортодромией. При расстояниях, малых по сравнению с радиусом Земли, ортодромия аппроксимируется отрезком прямой линии. Для определения местоположения РП (рис.8.3.,в) необходим второй РМ. По двум пеленгам α_1 и α_2 можно найти местоположение РП как точку пересечения двух линий положения (двух ортодромий на земной поверхности). Если система расположена - в пространстве, то для определения местоположения РП необходим третий радиомаяк. Каждая пара (РП - РМ) позволяет найти лишь поверхность положения, которая будет в данном случае плоскостью. При определении местоположения приемника предполагают, что координаты РМ известны.

В морской и воздушной навигации вводят понятие курса - угла между продольной осью корабля (проекцией продольной оси самолета на поверхность Земли) и направлением начала отсчета углов, в качестве которого выбирают географический или магнитный меридиан, а также линию ортодромии. Соответственно такому выбору различают истинный, магнитный и ортодромический курсы. Для летательного аппарата (ЛА) в качестве третьей координаты при нахождении местоположения используют высоту

полета h - абсолютную (отсчитываемую от уровня Балтийского моря), барометрическую (отсчитываемую по барометрическому высотомеру относительно уровня, принятого за нулевой) и истинную (кратчайшее расстояние по вертикали до поверхности под ЛА, измеряемое радиовысотомером). При применении радиовысотомера местоположение ЛА определяется уже комбинацией угломерного и дальномерного методов измерения координат.

Дальномерный метод. Этот метод основан на измерении расстояния D между точками излучения и приема сигнала по времени его распространения между этими точками. В радионавигации дальномеры работают с активным ответным сигналом, излучаемым антенной передатчика ответчика (6.18,а) при приеме запросного сигнала. Если время распространения сигналов запроса τ_3 , и ответа τ_0 одинаково, а время формирования ответного сигнала в ответчике пренебрежимо мало, то измеряемая запросчиком (радиодальномером) дальность $D = c(\tau_3 + \tau_0)/2$. В качестве ответного может быть использован также и отраженный сигнал, что и делается при измерении дальности РЛС до отражателя или высоты радиовысотомером. Поверхностью положения дальномерной системы является поверхность шара радиусом D . Линиями положения на фиксированной плоскости либо сфере (например, на поверхности Земли) будут окружности, поэтому иногда дальномерные системы называют круговыми. При этом местоположение объекта определяется как точка пересечения двух линий положения. Так как окружности пересекаются в двух точках (рис. 8.4,б), то возникает двужначность отсчета, для исключения которой применяют дополнительные средства ориентирования, точность которых может быть невысокой, но достаточной для достоверного выбора одной из двух точек пересечения. Поскольку измерение времени задержки сигнала может производиться с малыми погрешностями, дальномерные РНС позволяют найти координаты с высокой точностью. Радиодальномерные методы начали применяться позже угломерных. Первые образцы радиодальномеров, основанные на фазовых измерениях временной задержки, были разработаны в СССР под руководством Л. И. Мандельштама, Н. Д. Папалекси и Е. Я. Щеголева в 1935-1937 гг. Импульсный метод измерения дальности был применен в импульсной РЛС, разработанной в 1936-1937 гг. под руководством Ю. Б. Кобзарева.

Разностно-дальномерный метод. С помощью приемоиндикатора, расположенного на борту объекта, определяют разность времени приема сигналов от передатчиков двух опорных станций: А и В. Станцию А называют ведущей, так как с помощью ее сигналов осуществляется синхронизация работы ведомой станции В. Измерение разности расстояний, пропорциональной временному сдвигу сигналов от станции А и В, позволяет найти лишь поверхность положения, соответствующую этой разности и имеющую форму гиперболоида. Если приемоиндикатор и станции А и В расположены на поверхности Земли, то измерение $\Delta D = D_B - D_A$ позволяет получить линию положения на земной поверхности в виде гиперболы с

$\Delta D = \text{const}$. Для двух станций можно построить семейство гипербол с фокусами в точках расположения станций А и В. Расстояние между станциями называют базой. Для заданной базы семейство гипербол наносят на карту заранее и оцифровывают. Однако одна пара станций позволяет определить лишь линию положения, на которой расположен объект. Для нахождения его местоположения необходима вторая пара станций (рис. 8.4), база которой d_2 должна быть расположена под углом к базе d_1 первой пары. Обычно ведущая станция А является общей и синхронизирует работу обеих ведомых станций B_1 и B_2 . Сетка линий положения такой системы образуется двумя семействами пересекающихся гипербол, позволяющих найти местоположение приемоиндикатора (ПИ), расположенного на борту объекта.

Точность разностно-дальномерной системы выше точности угломерной и приближается к точности дальномерной. Но основным ее преимуществом является неограниченная пропускная способность, так как наземные станции могут обслуживать неограниченное число ПИ, находящихся в пределах дальности действия системы, поскольку на борту определяемого объекта нет необходимости иметь передатчик, как в дальномерной системе. Следует заметить, что асимптотами гипербол являются прямые линии, проходящие через центр базы каждой пары станций системы. Таким образом, на расстояниях, в несколько раз превышающих длину базы, линии положения вырождаются в прямые, в результате чего разностно-дальномерная система может быть использована как угломерная.

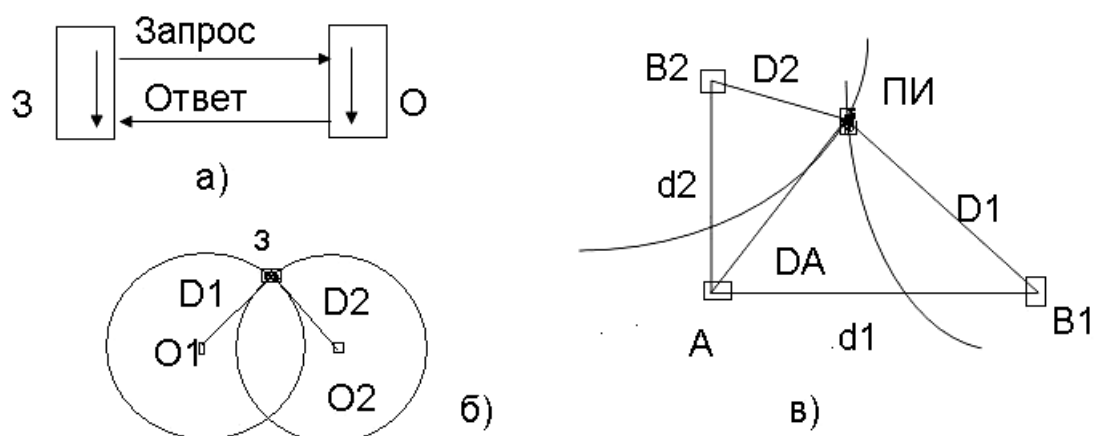


Рис. 8.4. Методы: а – дальномерный с активным ответом; б - по двум дальностям; в – разностно-дальномерный

В зависимости от видов сигналов наземных станций и метода измерения временного сдвига сигналов принимаемых ПИ различают импульсные, фазовые и импульсно-фазовые разностно-дальномерные РНС.

Принцип импульсной разностно-дальномерной системы был предложен советским инженером Э. М. Рубчинским в 1938 г., но широкое распространение такие системы получили лишь к концу второй мировой войны, когда были разработаны методы точного измерения временного поло-

жения импульсов. Первая фазовая разностно-дальномерная система (фазовый зонд) была создана в СССР в 1938 г. В дальнейшем этот принцип был использован в системах «Декка», «Координатор» и др.

Комбинированный угломерно-дальномерный метод. Этот метод позволяет найти местоположение объекта из одной точки. Комбинированный метод обычно применяют в РЛС, которые измеряют наклонную дальность D , азимут α и угол места β . Углом места называют угол между направлением на объект и горизонтальной плоскостью (поверхностью Земли). Азимут отсчитывают от направления север - юг или другого направления, принятого за начальное. Путем пересчета основных координат D , α и β можно найти также высоту h , горизонтальную дальность D_r и ее проекции на направление север - юг и запад - восток. Определение местоположения объекта из одной точки и с помощью одной станции является большим преимуществом комбинированного метода, который широко используется также в радиосистемах ближней навигации.

Рассмотренные методы определения местоположения объекта относительно точек с известными координатами (радионавигационные точки РНТ) с помощью поверхностей и линий положения называют позиционными. Кроме позиционных методов в навигации применяют методы счисления пути интегрированием измеренных скорости (доплеровским или воздушным измерителем) или ускорения (акселерометром), а также обзорно-сравнительные методы, основанные на сравнении телевизионных, радиолокационных и других изображений местности с соответствующими картами. Используют и корреляционно-экстремальные методы навигации, основанные на определении структуры какого-либо физического поля, характерного для данной местности (например, рельефа), и сравнении параметров этого поля с соответствующими параметрами, хранящимися в запоминающем устройстве РНС. Преимуществами этих методов являются автономность, малое влияние помех и отсутствие накапливающихся погрешностей при определении местоположения объекта.

8.4. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

Давно замечено, что задачи пространственной избирательности аналогичны задачам частотной избирательности, поэтому антенны являются пространственными фильтрами /1/. Среди свойств антенн особое внимание уделялось характеристике направленности. Однако и этот термин претерпел в последние годы существенные изменения. Применяемая к аддитивным методам формирования пространственной избирательности в дальнем поле «характеристика направленности» не соответствует сущности других методов пространственной избирательности. Термин характеристики направленности используется применительно к аддитивным приемным антеннам при расположении гармонического источника излучения в дальнем поле.

Если данные условия не выполняются, например, в случае формирования направленных свойств антенны с помощью других нелинейных алгоритмов обработки или при расположении источника излучения в произвольной точке пространства, то данный термин не следует применять /1/. Поэтому в теорию антенн введен новый, более общий термин - “отклик пространственного фильтра”, охватывающий всё исследуемое пространство наблюдения, множество простых и сложных сигналов, а также классы аддитивных и мультипликативных методов обработки /1/.

Способы пространственной избирательности делятся на активные, активно-пассивные и пассивные /1, 2, 3, 4/.

Пространственные фильтры различают: дискретные, непрерывные и комбинированные, а также аналоговые, аналого-цифровые и цифровые /1, 2, 3, 4/.

Методы обработки подразделяют на аддитивные (компенсированные, некомпенсированные, с амплитудно-фазовым распределением и без него), мультипликативные, самофокусирующиеся, адаптивные, методы с синтезированной апертурой пространственного фильтра и др. /1, 2, 3, 4/.

Методы создания пространственной избирательности подразделяют на интерференционные, согласованные, корреляционные, фокусирующие, параметрические и комбинированные /1, 2, 3, 4/.

Известные методы определяют оценку направления путем решения задач типа /1/

$$\psi = \{ \operatorname{argmax} |G(\psi)| \cup \operatorname{argmin} |G(\psi)| \} ,$$

где $G(y)$ - выходной сигнал (отклик) антенной системы в зависимости от направления наблюдения y , или его характеристика направленности.

Для антенной системы могут быть реализованы оба метода, при этом первый тип используется для решения задач обнаружения и предварительной (грубой) оценки направления, а второй - для точного определения углового положения источника излучения. Такой принцип давно используется в природе, например, глаз орла имеет два масштаба наблюдения: один обозревает обширное пространство поверхности, а другой предназначен для распознавания объекта и оценки его состояния.

Среди используемых антенных систем, состоящих из двух приемников и имеющих наибольшую точность измерения углового положения источника излучения (переизлучения), следует выделить интерферометры, реализующие правила /1, 2, 3, 4/:

- по разности фаз

$$\psi = \arcsin \frac{\lambda \cdot \Delta \varphi}{d \cdot 2 \cdot \pi} , \tag{8.11}$$

где λ - длина волны принимаемого сигнала;

$\Delta \varphi$ - величина разности фаз сигналов двух приемников;

d - расстояние между приемниками;

- по разности времен прихода сигнала

$$\psi = \arcsin \frac{T \cdot c}{d}, \quad (8.12)$$

где c - скорость распространения сигнала в среде;

T - разность времен прихода сигнала на приемники.

Анализ выражения (8.11) показывает наличие у данного метода ограничения в повышении точности за счет предельного волнового размера $\frac{d}{\lambda}$ конструкции антенны и инструментальной погрешности измеренной величины D_j .

Метод, реализующий выражение (8.12), определяет направление путем измерения разности времен прихода сигнала на приемники. Точность вычисления направления на источник излучения определяется инструментальной точностью измерителей разности времен прихода волнового фронта к приемникам антенны, а также погрешностью измерения скорости движения сигнала в среде распространения. Наличие дисперсии скорости распространения фронта волны в среде приводит к увеличению дисперсии вычисляемого параметра и снижает эффективность метода.

Тем не менее точность метода, реализующего выражение (8.12), в явном виде не зависит от частоты принимаемого сигнала и волнового размера раскрыва антенны. При этом осуществляется беспойсковое по частоте определение угловой координаты объекта.

Практика показывает, что методы, реализующие алгоритмы (8.11) и (8.12), не обладают требуемой для современных радиоэлектронных систем точностью. Кроме того, точность не может быть существенно изменена в процессе эксплуатации антенны. Известно, что антенные преобразователи и аналоговые части антенн могут эксплуатироваться десятилетия, в то время как алгоритмы и программы улучшаются в среднем каждые 18 месяцев. С целью устранения первого из указанных недостатков был предложен коррелятор с расщепленной апертурой, оценка направления в котором определяется выражением

$$\psi = \arcsin \left(\frac{\lambda}{\pi d} \arctg \varphi \right). \quad (8.13)$$

В случае измерения разности времен прихода сигнала выражение имеет вид

$$\psi = \arcsin \left[\frac{\lambda}{\pi d} \arctg \left(\frac{\pi T c}{\lambda} \right) \right]. \quad (8.14)$$

Анализ методов (8.13) и (8.14) показал, что по сравнению с методами (8.11) и (8.12) достигнуто существенное увеличение эффективности в пределах трех раз и более:

$$\Theta_{4,2} = \frac{1}{\cos^3 \varphi} > 1, \quad (8.15)$$

где 4 и 2 - индексы сравниваемых методов;

$\mathcal{E}_{4,2}$ - критерий относительной крутизны пеленгационной характеристики 4-го метода по сравнению с пеленгационной характеристикой 2-го метода.

При этом достигнуто такое увеличение без существенного изменения конструкции и волнового размера антенны.

Поиски новых аналогичных методов позволили авторам расширить класс пространственно-временных антенных систем, после разработки методов определения направления на источник излучения /5, 6/, реализующих правила:

$$1. \quad G_6(\psi) = \frac{A^4 G_0^4(\psi)}{4} \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \psi\right), \quad (8.16)$$

где A - амплитуда принимаемого сигнала;

$G_0(y)$ - характеристика направленности каждого приемника;

$$2. \quad G_7(\psi) = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \psi\right). \quad (8.17)$$

Эффективность предложенных методов (8.16) и (8.17) в сравнении с аналогичными методами (8.13) и (8.14) соответственно определяются выражениями:

$$\mathcal{E}_{6,3}(\psi) = 4 \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \psi\right); \quad (8.18)$$

$$\mathcal{E}_{7,4}(\psi) = \left(\frac{2 \cos \varphi}{\cos 2\varphi}\right)^2. \quad (8.19)$$

Анализ полученных формул показывает, что предложенные методы эффективнее существующих. Сравнение методов (8.16) и (8.17) характеризуется выражением, полученным без учета направленных свойств приемников, например в случае, когда они ненаправленные:

$$\mathcal{E}_{7,6}(\psi) = \frac{1}{(\cos 2\varphi)^3} > 1. \quad (8.20)$$

При использовании направленных приемников эффективность метода (8.16) растет пропорционально $G^4(y)$.

По задачам пространственной избирательности различают методы обзора, измерения и сопровождения /1, 2, 3, 4/.

По элементам разрешения методы делятся на группы: ненаправленные и направленные, последние подразделяются по разрешающей способности в одной, двух и трех плоскостях и включают способы формирования отклика пространственного фильтра: по направлению, или традиционно называемые по лучу – это способы, получившие на практике наибольшее

распространение; в секторе; по периметру зоны наблюдения; по траектории движения какого-либо объекта; по геометрическому месту точек и в конце концов в пространственной точке наблюдения. Именно последний способ является основополагающим и позволяет заменить или в совокупности представить любой из вышеперечисленных способов формирования отклика пространственного фильтра.

Практика эксплуатации радиоэлектронных систем информационного типа показывает необходимость решения новых задач, связанных с обнаружением, измерением пространственных координат и сопровождением малоразмерных малозаметных объектов, что, в свою очередь позволило сформулировать проблему по пространственной избирательности до точки включительно. На данный момент опубликованы восемь патентов авторов на методы пространственной селекции источников излучений и переизлучений.

В новую классификацию вошли методы формирования отклика пространственного фильтра, основанные на: изменении вида и масштаба функции характеристик направленности традиционных антенн или приемников, из которых и состоят данные антенны или которые могут быть выделены из состава данной антенны, а также методы, построенные на изменении масштаба аргумента.

Данное направление является перспективным и включает в себя десятки комплексных методов формирования отклика путем выбора той или иной комбинации, например сочетания в классе нечетных функций увеличения масштаба функции огибающей и (или) увеличения масштаба функции аргумента. При этом подкласс алгоритмов таких изменений может принадлежать как линейным, так и нелинейным преобразованиям.

Впервые такого рода классификация методов формирования отклика антенн приведена в табл. 1, где введены следующие обозначения:

$H_{i,j}$ - метод формирования отклика пространственного фильтра, состоящий из операций: i -го преобразования масштаба функции аргумента, а также j -го преобразования масштаба функции огибающей математической модели пеленгационной характеристики;

$Ч \Rightarrow Н$ - преобразование вида функции аргумента или функции огибающей из четной в нечетную;

$Ч \Rightarrow Ч$ - преобразование вида функции аргумента или функции огибающей из четной в четную;

$Н \Rightarrow Н$ - преобразование вида функции аргумента или функции огибающей из нечетной в нечетную;

$Н \Rightarrow Ч$ - преобразование вида функции аргумента или функции огибающей из нечетной в четную.

Например: $H_{1,3}$ - метод формирования отклика пространственного фильтра, состоящий из операций: 1-го преобразования масштаба функции аргумента, а также 3-го преобразования масштаба функции огибающей математической модели пеленгационной характеристики, при данном ме-

тоде масштаб четной функции огибающей пространственного фильтра увеличивается нелинейно, функция преобразуется к нечетному виду, при этом масштаб функции аргумента увеличивается линейно и остается нечетным выражением.

Изменение вида функции главного лепестка традиционной характеристики направленности /5/ с четной на нечетную, например с $\cos q$ на $\sin q$, обеспечивает увеличение точности в 1,23 раза. В зависимости от базовой математической модели функции огибающей возможно только за счет изменения вида функции получить многократное увеличение точности измерения и сопровождения угловых координат излучателя.

Методы изменения масштаба аргумента /6/ подразделяются на два класса преобразований, включающих линейные и нелинейные процедуры изменения масштаба фазы математических моделей управляющих функций процессов измерения или сопровождения. Линейное изменение масштаба аргумента метода формирования отклика пространственного фильтра позволило получить шестикратное увеличение точности пространственной избирательности /6/. Особое внимание в последних отечественных и зарубежных публикациях уделяется пространственным фильтрам, реализующим методы свободные как от частотных свойств, так и от линейных размеров апертуры пространственных фильтров. В этом случае функция поиска аргумента экстремума не зависит ни от волнового размера антенного устройства, ни от дисперсии скорости распространения волны в среде. Один из способов реализации такого подхода описывается выражением /3, 4, 7,8,23-25/

$$\varphi = \arcsin \frac{t_3}{t_2}, \quad (8.21)$$

где t_i - разность времени прихода сигнала на i -й приемник антенной решетки относительно первого приемника.

Развитие частотных методов /3, 4/ формирования отклика пространственного фильтра при равных условиях с другими аналогичными методами позволило значительно уменьшить вычислительные затраты /8/.

Разработаны комплексные методы формирования отклика пространственного фильтра, объединяющие заданные свойства тех или иных методов. Что стало возможным при детальном изучении достоинств и недостатков существующих и разработанных авторами методов.

Сравнительная оценка блок-схем алгоритмов методов, приведенных в табл. 8.1, позволяет в процессе вычислений переходить с одного метода на другой для достижения требуемых характеристик и параметров по критерию стоимость - эффективность /9, 10/.

Дальнейшее развитие получили методы адаптации под конкретную задачу, включающие алгоритмы структурной оптимизации нужного метода путем выбора эффективной комбинации процедур, взятых из рассмотренных ранее методов пространственно-временной обработки.

С учетом приведенной классификации методов пространственной избирательности возникли трудности согласования новых методов с классическими терминами теории пространственно-временной обработки сигналов.

Основные параметры методов пространственной избирательности рассматривают отдельно для режима излучения и приема.

В отличие от характеристики направленности, под которой в режиме излучения понимается зависимость отношения давлений (в акустике), развиваемых в дальнем поле в текущем направлении и некотором фиксированном направлении на одном и том же расстоянии от центра излучения, отклик пространственного фильтра заменяет “направленности” на “координаты пространства”. Уменьшение размерности пространства наблюдения позволяет свести отклик пространственного фильтра к направлению, аналогом которого и является характеристика направленности, то есть предлагаемая замена термина не отвергает предыдущих знаний, а только дополняет их в расширенном понимании. Практически новые методы позволяют формировать точечный отклик излучаемой энергии в пространстве. Исчезает расширяющийся луч традиционной антенны, и появляется отклик в заданной точке пространственно-временного континуума.

В режиме приема характеристика направленности характеризует отношение напряжений на выходе антенны при проходе сигнала от излучателя, расположенного в некотором диапазоне направлений, по отношению к сигналу от излучателя, подобного первому и расположенного в выбранном направлении, обычно соответствующему максимуму сигнала. Для отклика пространственного фильтра термин “направленности” следует заменить на термин “координаты пространственной области”, вплоть до точки – элемента разрешения.

Приведем новые определения основных характеристик пространственной избирательности в режимах излучения и приема.

Откликом пространственного фильтра в режиме излучения называют обратную зависимость отношения давления (того или иного параметра поля излучения), развиваемого им в некоторой фиксированной пространственной точке, к давлениям (того же параметра поля излучения) в прилегающей к данной точке области пространства. Различают частные отклики пространственного фильтра в различных проекциях фиксированной пространственной точки и области пространства: по линии одинакового расстояния от центра излучения, по линиям постоянных пространственных координат (x , y , z) и по линиям постоянных пространственных частот (угол места, курсовой угол) /11, 23/.

Откликом пространственного фильтра в режиме приема называют обратное отношение на выходе данного фильтра того или иного параметра исследуемого сигнала, пришедшего с выбранной (фиксированной) точки пространства, и того же параметра сигналов, пришедших от точек

области пространства, окружающей выбранную (фиксированную) точку пространства.

Различают проекции отклика пространственного фильтра по линиям и плоскостям, характеризуемым постоянством: радиуса наблюдения, одной или нескольких пространственных координат (x, y, z) или пространственных частот (угол места, курсовой угол).

Определения в таком виде не позволяют соединить воедино предыдущие и новые знания. Характеристика направленности выпадает из приведенных определений. Причина заключается в методике изложения: вначале приведены определения отклика для выбранной точки пространства. Теперь перейдем к рассмотрению отклика для выбранной области пространства, и тогда все становится на свои места, обеспечивая последовательность изложения. Однако, если не сделать данного отступления в самом начале, изложение выглядело бы сложным и запутанным, что явно не удовлетворило бы авторов данной работы и тех, для которых она написана.

При переходе от фиксированной (выбранной) точки пространства к фиксированной области пространства координаты могут быть заданы центром (координатами фиксированной точки) фиксированной области и разрешающей способностью методов формирования отклика пространственного фильтра или диапазонами: расстояния от центра излучения, пространственных координат и пространственных частот. Во втором случае, задавая координаты фиксированной области от нуля до бесконечности по одной из пространственных координат или пространственных частот, получим знакомую нам характеристику направленности в декартовых или полярных координатах.

Предлагаемые элементы уточненной теории пространственной фильтрации объединили все существующие, хорошо зарекомендовавшие себя математические модели и методы, и позволили достичь нового качественного свойства, заключающегося в возможности исследовать малоразмерные объекты или “блестящие точки” этих и традиционных объектов /11, 12/.

Таким образом, уточненная классификация методов формирования отклика пространственного фильтра позволила определить недостающие технологии в теории направленности антенн и найти место в уточненной классификации для новых методов формирования откликов излучающих и приемных антенн.

Следящие измерители направления. Задачей следящего измерителя направления (СИН) является непрерывное совмещение опорного направления антенны измерителя с направлением прихода волны от источника сигнала к измерителю.

Классификация методов формирования отклика пространственного фильтра

Таблица 8.1.

Преобразование над масштабом функции аргумента	Преобразование над масштабом функции обходящей															
	увеличение четной				увеличение нечетной				уменьшение четной				уменьшение нечетной			
	Линейно но	Нелинейно Ч \Rightarrow Ч	Ч \Rightarrow Н	Линейно но	Нелинейно Н \Rightarrow Н	Н \Rightarrow Ч	Линейно но	Нелинейно Ч \Rightarrow Ч	Ч \Rightarrow Н	Линейно но	Нелинейно Н \Rightarrow Н	Н \Rightarrow Ч	Линейно но	Нелинейно Ч \Rightarrow Ч	Ч \Rightarrow Н	
Увеличение нечетной	Линейно	1	H _{1,1}	H _{1,2}	H _{1,3}	H _{1,4}	H _{1,5}	H _{1,6}	H _{1,7}	H _{1,8}	H _{1,9}	H _{1,10}	H _{1,11}	H _{1,12}		
		2	H _{2,1}	H _{2,2}	H _{2,3}	H _{2,4}	H _{2,5}	H _{2,6}	H _{2,7}	H _{2,8}	H _{2,9}	H _{2,10}	H _{2,11}	H _{2,12}		
		3	H _{3,1}	H _{3,2}	H _{3,3}	H _{3,4}	H _{3,5}	H _{3,6}	H _{3,7}	H _{3,8}	H _{3,9}	H _{3,10}	H _{3,11}	H _{3,12}		
Увеличение нечетной	Линейно	4	H _{4,1}	H _{4,2}	H _{4,3}	H _{4,4}	H _{4,5}	H _{4,6}	H _{4,7}	H _{4,8}	H _{4,9}	H _{4,10}	H _{4,11}	H _{4,12}		
		5	H _{5,1}	H _{5,2}	H _{5,3}	H _{5,4}	H _{5,5}	H _{5,6}	H _{5,7}	H _{5,8}	H _{5,9}	H _{5,10}	H _{5,11}	H _{5,12}		
		6	H _{6,1}	H _{6,2}	H _{6,3}	H _{6,4}	H _{6,5}	H _{6,6}	H _{6,7}	H _{6,8}	H _{6,9}	H _{6,10}	H _{6,11}	H _{6,12}		
Уменьшение четной	Линейно	7	H _{7,1}	H _{7,2}	H _{7,3}	H _{7,4}	H _{7,5}	H _{7,6}	H _{7,7}	H _{7,8}	H _{7,9}	H _{7,10}	H _{7,11}	H _{7,12}		
		8	H _{8,1}	H _{8,2}	H _{8,3}	H _{8,4}	H _{8,5}	H _{8,6}	H _{8,7}	H _{8,8}	H _{8,9}	H _{8,10}	H _{8,11}	H _{8,12}		
		9	H _{9,1}	H _{9,2}	H _{9,3}	H _{9,4}	H _{9,5}	H _{9,6}	H _{9,7}	H _{9,8}	H _{9,9}	H _{9,10}	H _{9,11}	H _{9,12}		
Уменьшение нечетной	Линейно	10	H _{10,1}	H _{10,2}	H _{10,3}	H _{10,4}	H _{10,5}	H _{10,6}	H _{10,7}	H _{10,8}	H _{10,9}	H _{10,10}	H _{10,11}	H _{10,12}		
		11	H _{11,1}	H _{11,2}	H _{11,3}	H _{11,4}	H _{11,5}	H _{11,6}	H _{11,7}	H _{11,8}	H _{11,9}	H _{11,10}	H _{11,11}	H _{11,12}		
		12	H _{12,1}	H _{12,2}	H _{12,3}	H _{12,4}	H _{12,5}	H _{12,6}	H _{12,7}	H _{12,8}	H _{12,9}	H _{12,10}	H _{12,11}	H _{12,12}		

Таким образом, СИН имеет два канала, осуществляющих слежение в азимутальной плоскости и по углу места. Каждый канал содержит угловой дискриминатор, экстраполятор и синтезатор поворота, образующие замкнутую следящую систему. Угловой дискриминатор вырабатывает сигнал, пропорциональный рассогласованию между направлением на объект и опорным направлением. Экстраполятор преобразует сигнал рассогласования, обеспечивая требуемое управление синтезатором поворота, совмещающим опорное направление с направлением на объект. Поворот опорной оси может осуществляться непосредственно поворотом антенной системы или ее элементов с помощью электродвигателя, являющегося в этом случае синтезатором поворота и одновременно последним, а иногда и единственным, интегратором в схеме экстраполятора.

Выводы по главе:

1. В теорию антенн введен новый, более общий термин - “отклик пространственного фильтра”, охватывающий всё исследуемое пространство наблюдения, множество простых и сложных сигналов, а также классы аддитивных и мультипликативных методов обработки.

2. Для измерения азимута α и угла места β фазовый радиопеленгатор должен иметь две пары антенн с взаимно перпендикулярными базами, расположенными в горизонтальной плоскости. Если база первой пары совпадает с направлением север-юг, а второй - восток-запад, то угол α будет истинным азимутом.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Приведите классификацию методов формирования отклика пространственного фильтра.

Вопрос 2. Сравните преимущества и недостатки четных и нечетных типов откликов ПФ

Вопрос 3. Что такое масштаб функции огибающей ПФ?

Вопрос 3. Что такое масштаб аргумента функции ПФ?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 1 – 6; дополнительной: 7 – 13 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 9 . МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ РАДИОПОМЕХ

9.1. МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Пассивные помехи представляют собой радиосигналы, излучаемые мешающими объектами. Их воздействие проявляется в подавлении и маскировке сигналов, наблюдаемой цели. Интенсивность помех может существенно превышать не только уровень собственных шумов приемника, но и полезный сигнал цели, что затрудняет ее радиоэлектронное наблюдение, а иногда делает его вообще невозможным.

Методы борьбы с помехами основаны на различии характеристик сигналов, излучаемых целью и мешающими излучениями, обусловленных их протяженностью и положением в пространстве, скоростью движения и отражающими свойствами. Для улучшения «заметности» сигнала на фоне пассивных помех необходимо прежде всего улучшить пространственную избирательность РЭС путем повышения разрешающей способности с целью приближения размера разрешаемого элемента (разрешаемого объема или площади) к размеру цели. При проектировании РЭС должна решаться задача оптимизации (по соответствующему критерию) алгоритма поиска и обработки принимаемых сигналов. Так, для обеспечения должного качества обнаружения цели упомянутую пару алгоритм пространственного поиска и обработки следует подбирать из условия максимизации вероятности правильного обнаружения при заданных вероятности ложной тревоги, и характеристиках пассивных помех.

В ряде случаев такую оптимизацию задается свести к максимизации отношения сигнала к суммарной (пассивная помеха плюс флуктуационный шум) помехе на выходе линейного фильтра. При этом осуществляют оптимизацию пары фильтров пространственного и сигнального.

Для наиболее простого случая суммы сигнала и помех, создаваемых совокупностью сигналов большого числа мешающих точечных излучателей, смещенных случайно по времени задержки и частоте относительно сигнала, можно полагать, что для минимизации мощности помехи необходимо минимизировать частичный объем тела взаимной функции неопределенности в помеховой зоне на плоскости τ , F .

Поляризационная селекция основана на различии поляризационных характеристик цели и мешающих отражателей. Различают собственную и нулевую поляризацию отражателя. При проектировании РЭС для улучшения наблюдаемости цели на фоне пассивных помех необходимо предусмотреть также меры по уменьшению влияния возможных перегрузок в приемном тракте РЭС при приеме сильных сигналов от мешающих отражателей. В этом случае пригодны те же способы, которые применяют для защиты от активных помех.

9.2. МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ АКТИВНЫХ РАДИОПОМЕХ

Как отмечалось, эффективность радиопомех (РП) зависит от количества информации, которой располагает ПП относительно сигналов подавляемой РТС. Поэтому основной задачей, решаемой на этапе проектирования РТС, является создание таких условий, при которых была бы затруднена разведка ее сигналов. Это свойство системы называют скрытностью действия. Наивысшая степень скрытности, называемая абсолютной, реализуется в том случае, когда противник не может обнаружить даже факта выхода системы в эфир. Скрытность действия достигается сокращением времени работы, применением узконаправленных антенн и сложных сигналов с большим значением базы. В тех случаях, когда факт излучения скрыть не удастся, применяют меры, снижающие эффективность системы РП. К их числу относятся перестройка рабочей частоты и частоты повторения; построение угломеров на основе моноимпульсных систем, не подверженных действию помех, излучаемых ПП, совмещенным с целью; применение сложных сигналов. Возможно также излучение сигналов, направленных на дезинформацию СРР с целью скрыть истинную картину работы РЛС.

При проектировании РТС военного назначения большое внимание уделяется вопросам повышения помехоустойчивости системы относительно активных помех. Особенностью таких вопросов является то, что реальная помеховая обстановка может динамично изменяться и априори неизвестна. В такой ситуации, учитывая, что помеха создается не природой (собственные шумы приемника, атмосферные помехи), а разумным существом — ПП, целесообразно ориентироваться на наихудший случай, связанный с созданием помех, максимально мешающих работе системы (в рамках ограничений, накладываемых на технические возможности ПП), и в этих условиях оптимизировать качество работы проектируемой РТС. Такое взаимоотношение РТС и ПП создает конфликтную ситуацию, в которой поведение каждой из сторон описывается в терминах теории игр.

Большинство технических методов защиты РТС от активных помех основано на различных способах селекции: пространственной, амплитудной, временной, частотной и поляризационной.

Пространственная селекция предполагает применение передающей и приемной антенн с узкими ДН и малым уровнем боковых лепестков, что затрудняет ведение разведки и создание помех постановщиком, размещенным в стороне от исследуемого объекта.

Амплитудная селекция защищает приемное устройство от перегрузки помехой, попавшей на его вход, она обеспечивается применением различных типов автоматических регулировок усиления, а также усилителей с расширенным динамическим диапазоном.

Временная селекция достигается путем стробирования приемного

устройства РТС на время действия полезного сигнала.

Частотная селекция основана на различии в расположении спектров сигнала и помехи на шкале частот. Для повышения эффективности частотной селекции применяется перестройка рабочей частоты РТС на основе анализа помеховой обстановки.

Поляризационная селекция использует различие в поляризационных характеристиках полезных и мешающих сигналов.

Эффективной мерой борьбы с активными помехами является вторичная обработка, позволяющая прогнозировать поведение цели на время потери контакта с ней за счет действия средств РП, а также комплексирование систем, работающих на основе различных физических принципов или в удаленных друг относительно друга частотных диапазонах.

Выводы по главе:

1. При проектировании РЭС для улучшения наблюдаемости цели на фоне пассивных помех необходимо предусмотреть также меры по уменьшению влияния возможных перегрузок в приемном тракте РЭС при приеме сильных сигналов от мешающих отражателей.

2. Эффективной мерой борьбы с активными помехами является вторичная обработка, позволяющая прогнозировать поведение цели на время потери контакта с ней за счет действия средств РП, а также комплексирование систем, работающих на основе различных физических принципов или в удаленных друг относительно друга частотных диапазонах.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. В чем различие между пассивными и активными радиопомехами?

Вопрос 2. Какими факторами определяется эффективность защиты?

Вопрос 3. Какие существуют методы защиты РТС?

Вопрос 4. Какие факторы определяют скрытность действия РТС?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой:

основной: 1 – 2; дополнительной: 4 – 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 10. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

10.1. КОМПЛЕКСЫ РАДИОКОНТРОЛЯ УП «БЕЛГИЭ».

В настоящее время развитие сетей связи сопровождается быстрым увеличением количества радиоэлектронных средств (РЭС), постоянно возрастающей интенсивностью их применения и активным внедрением цифровых технологий. Это определяет необходимость повышения эффективности деятельности предприятий по надзору за электросвязью в области управления использованием радиочастотного спектра (РЧС).

При этом в процессе управления использованием РЧС важнейшее место принадлежит радиомониторингу как единственному средству получения реальной информации о состоянии радиоэфира, позволяющему более обоснованно назначать радиочастоты, контролировать их эксплуатационную готовность и оперативно принимать меры по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭС.

Традиционно для проведения радиомониторинга используются стационарные и подвижные радиоконтрольные комплексы, предназначенные для решения как общих, так и специфических для каждого из них задач.

Специалистами ООО «Сенком» по заказу УП «БелГИЭ» в мае-сентябре 2003 года были созданы стационарный и подвижный комплексы радиоконтроля. При создании комплексов ставилась задача интеграции в единую систему имеющегося у заказчика и вновь приобретаемого им оборудования с целью решения задач автоматизации процессов измерения параметров РЭС и пеленгации источников радиоизлучений и обеспечения дистанционного управления измерениями. Разработанные комплексы предназначены для решения задач радиоконтроля в соответствии с рекомендациями МСЭ-Р.

К общим задачам, решаемым подвижным и стационарным комплексами радиоконтроля (ПКР и СКР) относятся:

- систематический контроль и измерение параметров радиоизлучений (номиналов несущих (поднесущих) частот излучений и отклонения частоты от номинального значения, ширины занимаемой полосы частот, уровня напряженности поля или плотности потока мощности излучения, уровней внеполосных и побочных излучений, характеристик класса излучения, занятости РЧС);

- измерения, связанные с обеспечением ЭМС (определение характера и причины помех, опознавание мешающих излучений, идентификация источников помех);

- измерения по обнаружению нелегальных передатчиков (поиск, пеленгование и определение местоположения).

Кроме того, комплексы предназначены для решения специальных задач. Для СКР:

1. изучение занятости РЧС за длительный промежуток времени в рамках участия в системе международного контроля;
2. долговременные измерения для выполнения планов по изучению вопросов распространения радиоволн.

Для ПКР:

1. измерения по определению зон охвата (обслуживания) в радиовещательной службе и службе подвижной связи (включая измерения специальных параметров качества сигнала для цифровых сетей);
2. сбор данных об интенсивности местного трафика и информации по проблемам помех в зонах недосягаемости стационарных станций.

Основу комплексов составляют современные цифровые приборы, антенны и программное обеспечение производства компании «Rohde&Schwarz». Функциональная схема СКР представлена на рис. 10.1.

Можно отметить ряд особенностей аппаратной реализации стационарного комплекса, вытекающих из требований, сформулированных заказчиком. Размещение пеленгационной и мониторинговых антенн было выполнено на одной мачте высотой 30м, установленной около здания Центра радиомониторинга. Пеленгационная антенна размещена на вершине мачты на специальной площадке с учетом выполнения требования отсутствия помех для работы радиопеленгатора. Общая длина кабеля управления пеленгационной антенной превышает 40 м, поэтому для питания элементов активной антенной решетки и коммутатора используется дополнительный блок питания, установленный на мачте в специальном боксе. Измерительные антенны установлены на несущей конструкции, оборудованной поворотными устройствами по азимуту и поляризации, разработанными специалистами ООО «Сенком». Поворот группы антенн по азимуту осуществляется одновременно в секторе $345^\circ - 0^\circ - 95^\circ$ при помощи азимутального привода, а поляризация каждой из этих антенн может устанавливаться индивидуально. Управление поворотными устройствами осуществляется дистанционно, с рабочего места оператора с помощью выносных пультов. Входные цепи контрольно-измерительных приборов комплекса защищаются от опасных напряжений и токов с помощью грозозащитных устройств, установленных на вводно-коммутационной панели. Для создания требуемых трактов прохождения сигналов используется схема из 3-х соединенных между собой коммутаторов. Это позволяет одновременно создать независимые тракты прохождения сигналов между выходом пеленгационной антенны и входом приемника и выходом одной из мониторинговых (измерительных) антенн и входом другого измерительного прибора (например анализатора спектра). В состав комплекса входит системный контроллер на базе персонального компьютера. Он обеспечивает автоматизированное управление устройствами комплекса, сбор, обработку, отображение и сохранение результатов измерений, решение задач определения местоположения, интермодуляционного анализа, расчета занятости частотного диапазона и др. на основе специализированного программного

обеспечения R&S ARGUS-IT. GSM модем обеспечивает создание канала передачи данных, необходимого для реализации дистанционного управления измерениями и взаимодействия ПКР и СКР.

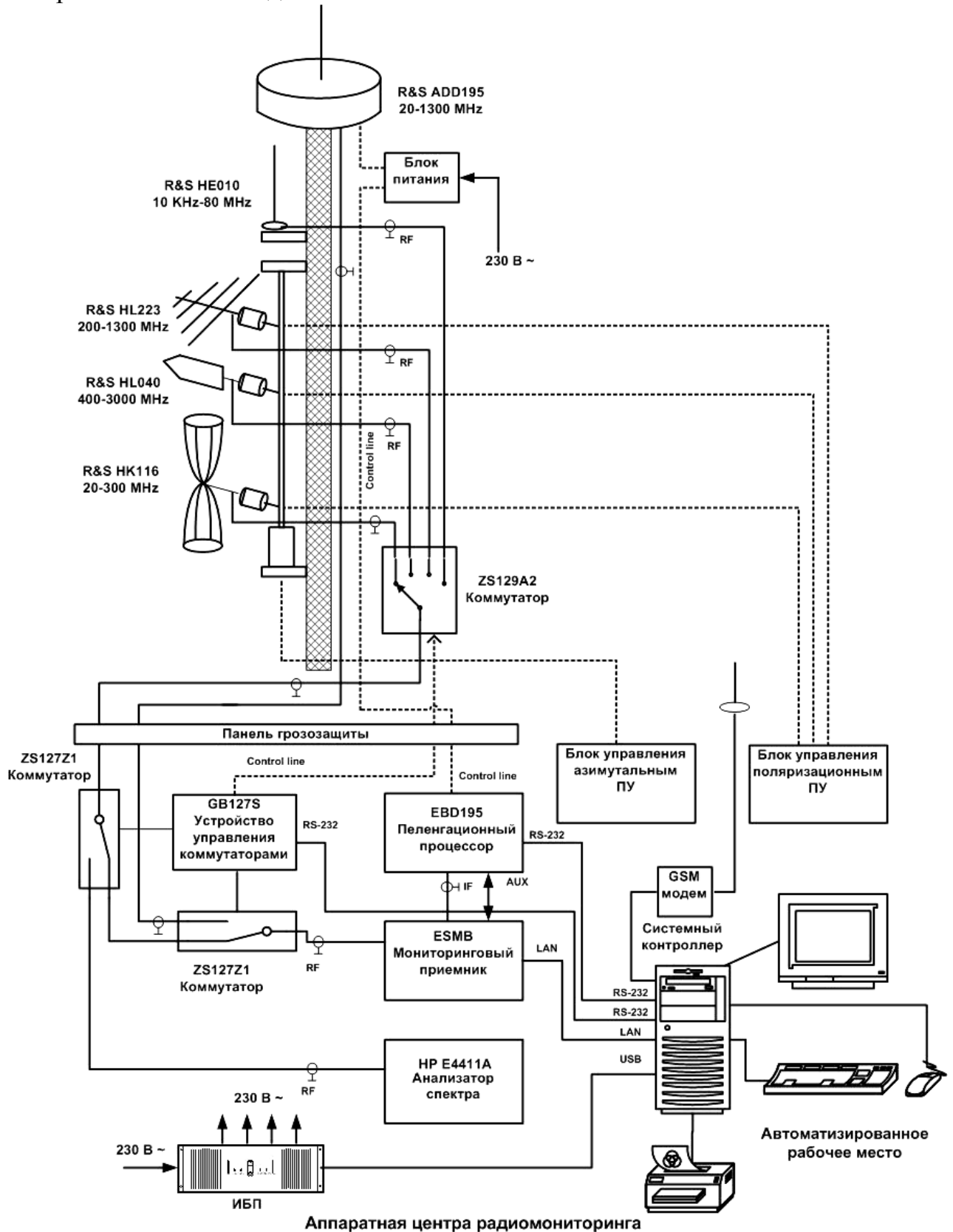


Рис.10.1. Функциональная схема СКР.

ПКР был смонтирован на базе предоставленного заказчиком автомобиля ГАЗ 2705 "Газель" (грузо-пассажирский вариант) В ходе предмонтажной подготовки была выполнена выгородка аппаратного отсека, установлена дополнительная тепло- и звукоизоляция, смонтирована фальш-крыша и вводно-коммутационные панели. Пеленгационная антенна диапазона частот 20-1300 МГц стационарно закреплена на фальшкрыше автомобиля, предназначенной также для обслуживания вспомогательного оборудования и установки-снятия измерительных антенн. Измерительные антенны устанавливаются на телескопическую мачту, закрепленную в задней части кузова автомобиля, разворачиваемую при помощи механического редуктора на высоту до 10м. Оборудование размещается в аппаратных стойках адаптированных для использования в транспортном средстве. Дизельный электрогенератор, монтируемые на мачте антенны, запасное имущество и принадлежности размещаются в грузовом отсеке. Функциональная схема ПКР представлена на рис. 10.2. По сравнению с СКР подвижный комплекс имеет ряд отличительных особенностей, обусловленных спецификой мобильного применения пеленгационно-измерительного оборудования. Системный контроллер реализован на базе портативного мобильного ПК, что обеспечивает устойчивость его компонентов, особенно жесткого диска, к вибрации и ударам, неизбежным в условиях эксплуатации на автомобиле.

В отличие от СКР в состав подвижного комплекса дополнительно входит система навигации и определения местоположения, включающая в себя сопряженные с системным контроллером электронный компас и GPS-приемник. С помощью системы решается задача определения точного местоположения и ориентации автомобиля для установления местонахождения испытательной системы в момент записи результатов измерений и расчета значений поправок при определении пеленгов. ПКР оснащен автономной системой бесперебойного электропитания, обеспечивающей следующие возможности:

- подключения для работы радиоэлектронной аппаратуры комплекса к внешней сети электропитания напряжением 220 В 50 Гц, при помощи сетевого удлинителя на удалении до 50 м от точки подключения;
- одновременной работы всего оборудования ПКР, системы кондиционирования и отопления в течение не менее 3-х часов при подключении к дизельному электрогенератору напряжением 220 В 50 Гц;
- возможность работы 70% радиоэлектронной аппаратуры в течении 2-х часов при электропитании от аккумуляторных батарей (работа в движении);
- возможность зарядки аккумуляторных батарей, как от внешнего источника электропитания, так и от агрегата автономного электропитания;

На борту автомобиля смонтирована коммутационная панель электропитания, обеспечивающая подключение внешней сети или агрегата автономного электропитания напряжением 220 В 50 Гц и контура заземления.

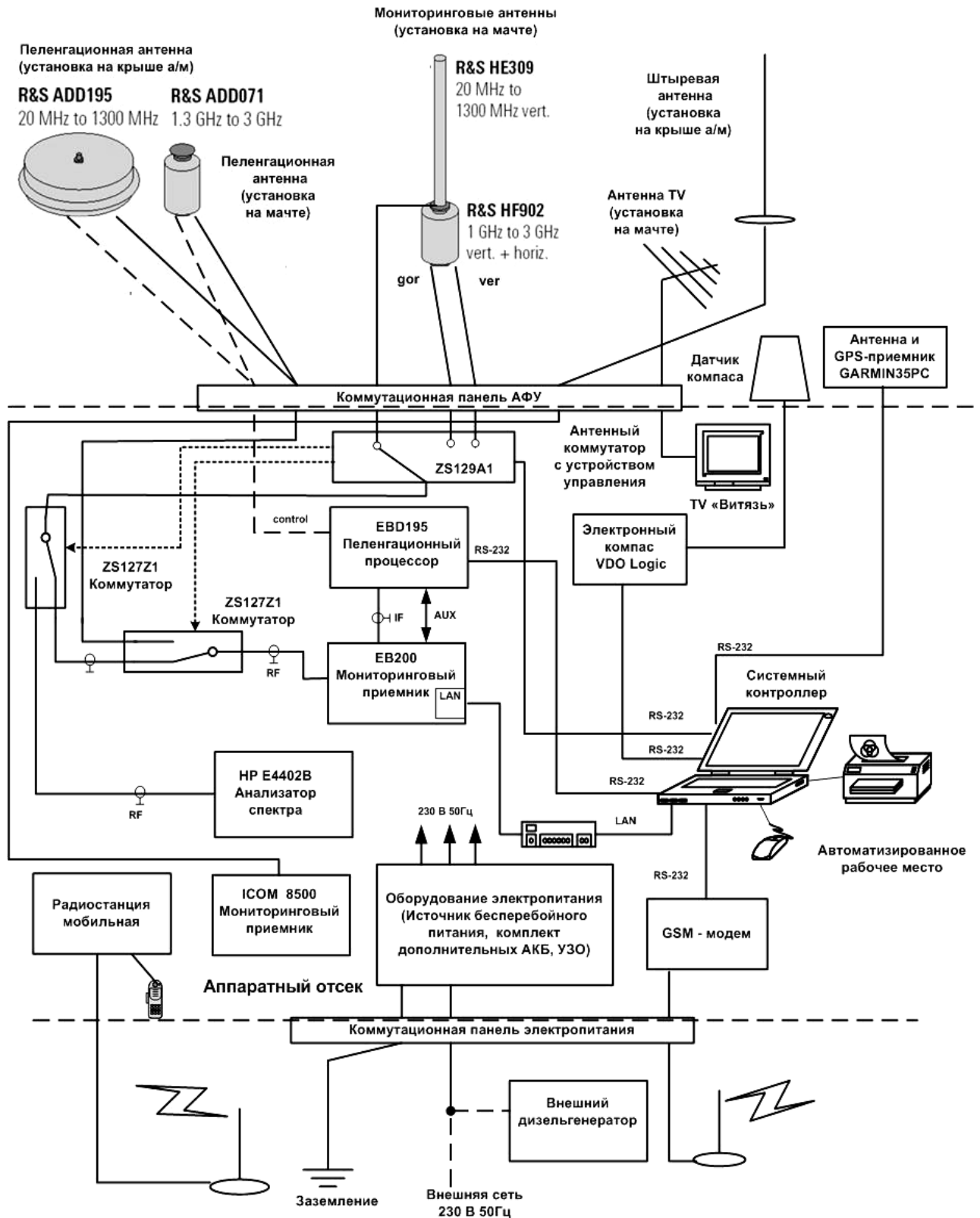


Рис. 10.2. Функциональная схема ПКР.

ПКР оборудован кондиционером, который обеспечивает кондиционирование и отопление аппаратного отсека как во время движения автомобиля, так и на стоянке при работе от внешнего источника электропитания. Полученные наработки позволяют в короткие сроки при минимизации затрат на приобретение оборудования и системную интеграцию решить задачу оснащения всех подразделений радиомониторинга УП «БелГИЭ» современными комплексами радиоконтроля, а в последствии на их основе создать единую автоматизированную сеть радиомониторинга республиканского масштаба,

10.2. ТРЕХКООРДИНАТНАЯ СТАНЦИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ «ВЕГА»

Трехкоординатная станция радиотехнической разведки 85В6-А «ВЕГА» предназначена для работы в составе частей и подразделений РЭБ, ПВО и других родов войск. Станция может использоваться в системах раннего оповещения, управления воздушным движением, контроля радиоэлектронной обстановки и выявления источников помех. Станция «ВЕГА» в процессе функционирования осуществляет обнаружение, распознавание и траекторное сопровождение до 100 наземных, морских и воздушных объектов по излучениям их собственных радиоэлектронных средств. Станция 85В6-А в стандартной конфигурации состоит из трех станций обнаружения, пеленгации и анализа СОПА 85В6-А «ОРИОН» и пункта управления ПУ 85В6-А, см. рис 10.3. Станции «ОРИОН» разносятся на местности до 30 км. Пункт управления обычно располагается совместно с одной из станций «ОРИОН». Пеленговая и параметрическая информация по каналам передачи данных со станций «ОРИОН» подается на ПУ, где триангуляционным методом решается задача определения местоположения и строятся траектории движения объектов, которые отображаются на электронной карте контролируемого района. Ложные траектории исключаются программно путем параметрического отождествления пеленгов объектов. Предусматривается периодический контроль функционирования станции и документирование результатов. Станция может использоваться для контроля радиоэлектронной обстановки в районах испытательных центров, промышленных центров, морских баз и аэропортов. Мобильная автоматическая станция «ОРИОН» обнаруживает, пеленгует, распознает и классифицирует наземные, морские и воздушные объекты по излучениям их собственных радиоэлектронных средств. Станция «ОРИОН» имеет высокое быстродействие. Это достигается за счет использования моноимпульсных методов пеленгации, широкополосного акустоэлектронного (компрессинного) Фурье-процессора в канале обработки сигналов.

Высокая чувствительность и современный уровень автоматизации позволяют осуществить перехват кратковременных излучений, сигналов со сложной частотно-временной структурой помеховых сигналов.

По измеренному вектору параметров сигналов, путем сравнения с ба-

зой данных, осуществляется распознавание источников излучения и классификация их носителей.



Рис.10.3. Мобильная автоматическая станция пеленгования и анализа сигналов радиотехнических средств

В основном режиме работы станция осуществляет пеленгацию источников излучения и измерения вектора параметров сигналов в процессе кругового обзора пространства. Темп выдачи информации на пункт управления и другим потребителям 6-10 секунд. Имеется возможность ручного наведения на источник излучения и его автоматическое сопровождение. Питание станции осуществляется от встроенного генератора отбора мощности придаваемой дизель-электростанции и промышленной сети.



Рис. 10.4. Мобильная автоматическая станция пеленгования и анализа сигналов радиотехнических средств

Таблица 10.1.

Основные технические характеристики

Диапазон рабочих частот, ГГц	0,2...18,0 (с расширением до 40,0)
Полоса мгновенного приема, МГц	500
Разрешающая способность по частоте, МГц	1,0
Точность измерения длительности импульсов, мкс	0,1
Точность измерения периода следования импульсов, мкс	1,0
Точность измерения азимута, град.:	
в диапазонах: 0,2...2,0, ГГц	1,0...2,0
2,0...18,0, ГГц	0,2
Дальность обнаружения цели (H=10 км), км не менее	400
Количество целей, информация о которых выдается потребителю	до 100
Количество целей в каталоге распознавания	до 100
Максимальная скорость обзора по азимуту, град. сек	18

10.3. ПРИЕМНЫЕ ЦЕНТРЫ РАДИОСВЯЗИ И РАДИОВЕЩАНИЯ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА.

10.3.1. Назначение и задачи

Основным предназначением приемных центров радиосвязи и радиовещания (ПЦРР) является наблюдение и измерение соответствующих параметров радиоэлектронных средств (РЭС) в эфире. В соответствии с международными и российскими положениями под управлением использования радиочастотного спектра (РЧС) понимается сочетание административных, научных и технических процедур, необходимых для обеспечения эффективной работы средств и систем радиосвязи без создания вредных помех, т.е. управление использованием РЧС является общим процессом регулирования и административного управления использованием радиочастотного спектра. Правовую и регламентную основу процесса управления использованием РЧС составляют правила и регламентирующие положения, основанные на соответствующем законодательстве. Информационную основу административного и технического обеспечения составляют базы данных, включающие подробные данные обо всех санкционированных пользователях спектра - это федеральная база данных и региональная и др.

Наблюдения за использованием спектра обеспечивают проверку и соблюдение действующих правил, что необходимо для поддержания целостности процесса управления использованием спектра. Структура управления использованием РЧС показана на рисунке 10.5.

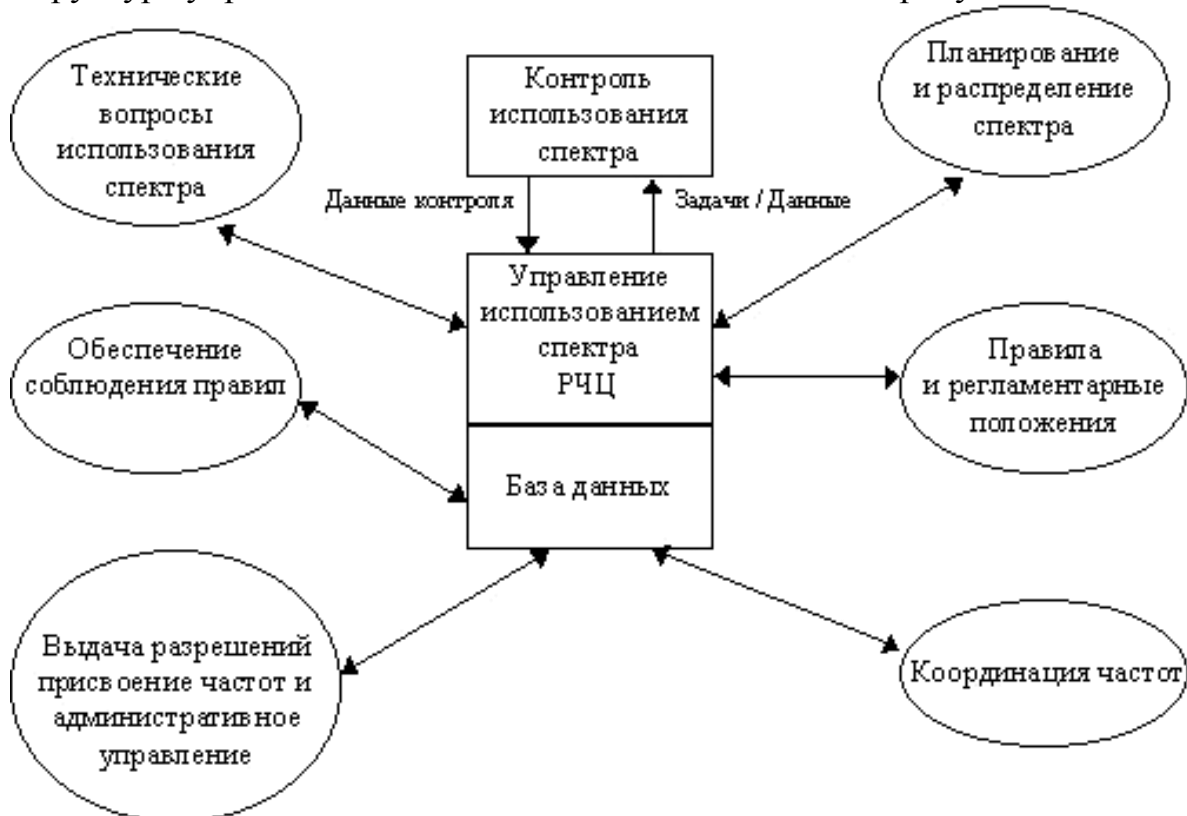


Рис. 10.5. Структура управления использованием РЧС

Система управления РЧС, как любая система управления, должна быть замкнутой системой. Радиотехнические измерения - это «глаза и уши» процесса управления использованием спектра. Он необходим на практике, поскольку в реальной жизни санкционированное использование спектра не гарантирует его соответствия запланированному использованию. Система сбора информации о РЭС предусматривает применение методов радиотехнических измерений и является замыкающим звеном в процессе управления использованием спектра. Цель проведения радиотехнических измерений в процессе использования спектра состоит в обеспечении выполнения общих функций управления использованием спектра, присвоения частот и их планирования.

Цели системы управления и использования частотным спектром:

- содействие в решении проблем электромагнитных помех в местном, региональном и глобальном масштабе таким образом, чтобы обеспечить одновременную работу средств и систем радиосвязи, уменьшая и сводя к минимуму использование ресурсов, связанных с организацией и эксплуатацией РЭС, при обеспечении экономической выгоды для инфраструктуры страны, получающей доступ к необходимым каналам связи, свободным от помех;

- содействие в обеспечении допустимого уровня помех при приеме телевизионных и радиовещательных передач;

- обеспечение необходимых данных для процесса управления использованием электромагнитного спектра со стороны радиочастотных центров, как, например, фактическое использование частот и полос частот (то есть занятость), проверка технических и эксплуатационных характеристик передаваемых сигналов, обнаружение и опознавание несанкционированных передатчиков, а также ведение и проверка регистраций частот;
- обеспечение необходимыми данными для программ, организуемых различными государственными органами, например, при подготовке отчетов для конференций радиосвязи, при обращении за конкретной помощью по вопросу устранения вредных помех, при устранении внеполосных излучений.

Как известно, показателями эффективности сети являются: оперативность, точность и достоверность поиска, опознавания и локализации источников излучений (РЭС, радиопомех и т.п.), измерения параметров электромагнитной обстановки для частотных присвоений, полнота охвата по частоте, времени и пространству. Факторами, определяющими эти показатели, являются:

- технические характеристики объектов измерений;
- технические характеристики средств и систем измерений;
- топология объектов и систем измерений;
- условия распространения радиоволн.

Увеличение эффективности может быть достигнуто за счет:

- создания автоматизированной измерительно-пеленгаторной сети

на основе соответствующих постов ПЦРР;

- повышения надежности системы передачи данных с коммутацией каналов телефонной сети и GSM каналами;
- для обеспечения режима синхронного пеленгования необходима привязка средств радиоконтроля к системе единого времени, эталоном единого времени на центральной и периферийных позициях предлагается использовать Глонасс/GPS приемник;
- совершенствование программного обеспечения;
- разработка подсистемы информационной безопасности.

На рис. 10.6. и 10.7 приведена структура компонентов системы ПЦРР.

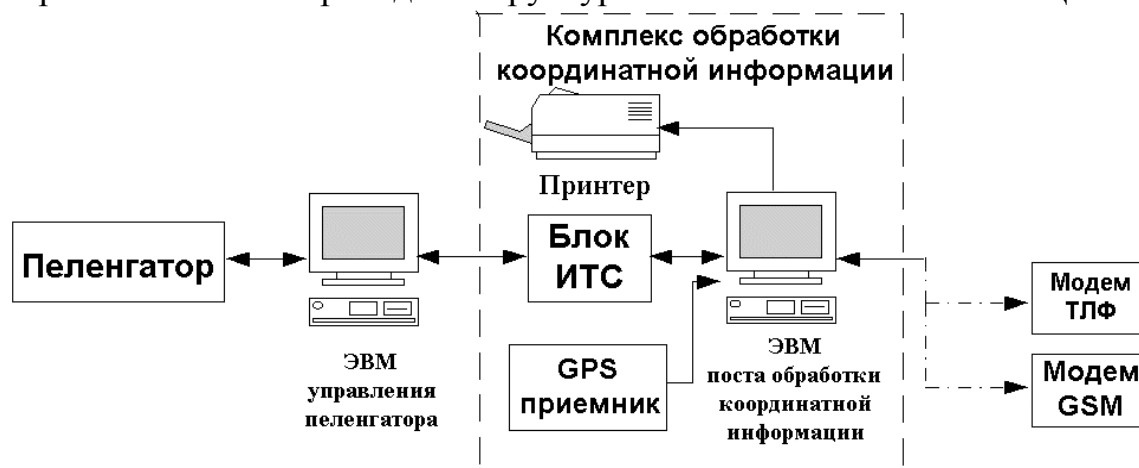


Рис. 10.6. Состав периферийного пункта

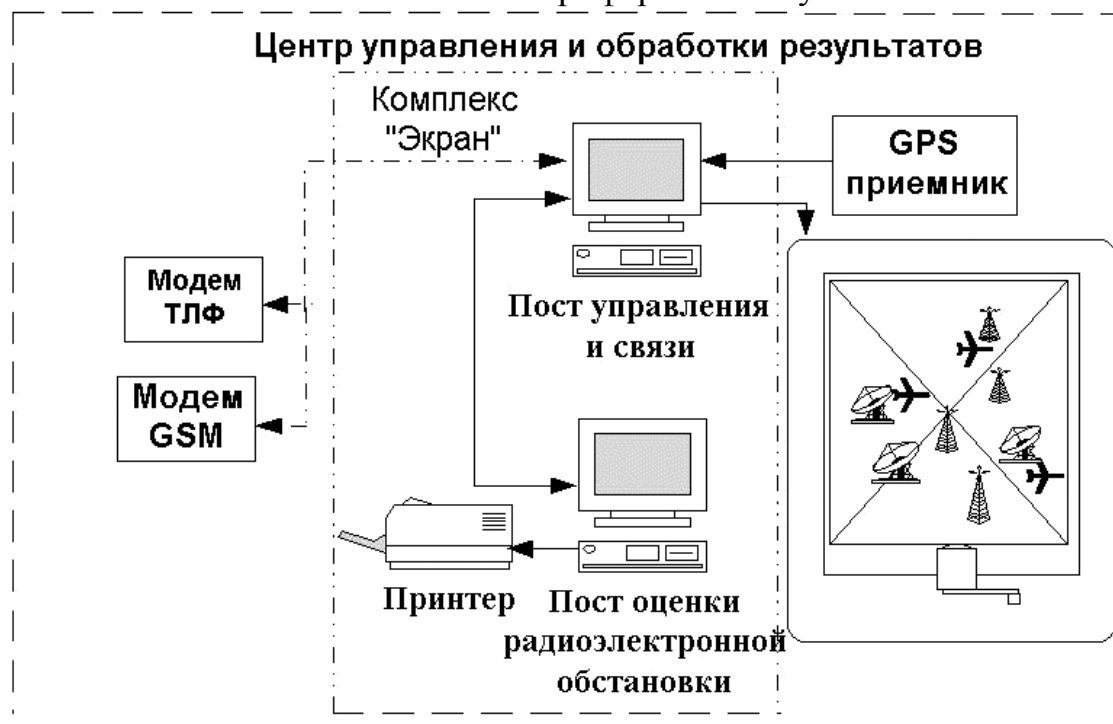


Рис. 10.7. Состав центра управления и обработки результатов

Расширение функциональных возможностей приемных центров радиосвязи и радиовещания позволит:

- повысить оперативность поиска источников излучений;
- осуществлять идентификацию источников и их локализацию;
- вести профилактический мониторинг интенсивности и правомерности использования РЧС.

10.3.2. Обработка информации в комплексах радионаблюдения

В современном компьютерном комплексе радионаблюдения приходится иметь дело с интенсивными информационными потоками, которые создаются встроенными контроллерами и устройствами цифровой обработки сигналов радиотехнической аппаратуры. Задача программного обеспечения такой системы состоит в том, чтобы извлечь из этого потока, характеризующего сложную и постоянно изменяющуюся электромагнитную обстановку, данные, необходимые для достоверного обнаружения искомых сигналов. В статье рассматриваются общие принципы обработки информации в системах радионаблюдения, которые отражают опыт разработки и эксплуатации на ряде объектов многоканального комплекса RS1100. Этот комплекс предназначен для защиты объектов в виде нескольких пространственно разнесенных помещений от утечки информации по радиоканалу, сети электропитания и другим проводным линиям.

Процедура принятия решения об обнаружении интересующего сигнала в комплексе радионаблюдения представляет собой в общем случае сложный многоэтапный процесс. На первом этапе в процессе панорамного анализа радиообстановки определяются занятые участки контролируемого частотного диапазона. Затем в пределах этих участков выполняется селекция и обнаружение отдельных сигналов. Наконец, среди всех обнаруженных сигналов по ряду признаков отбираются те, которые созданы определенными источниками радиоизлучений. Современная аппаратура радиоразведки поставляет первичные данные о радиообстановке с весьма высокой скоростью: анализ 1-ГГц диапазона с разрешением 12 кГц может выполняться менее чем за 10 секунд при интенсивности информационного потока свыше 20 КБайт/с. Программные средства автоматизированных комплексов радионаблюдения должны обрабатывать эту информацию так, чтобы предоставить оператору минимум данных, необходимых для принятия обоснованных решений на последних этапах анализа. В противном случае скоростные качества аппаратуры просто не будут реализованы из-за ограниченных возможностей оператора.

Контроль радиообстановки в комплексах радионаблюдения начинается с построения спектральных панорам, отражающих распределение мощности принимаемых антенной излучений по частоте во всем исследуемом диапазоне. Для этого используется спектроанализатор или сканирующий радиоприемник, измеряющий на каждом шаге перестройки уровень принимаемого сигнала. Полученный таким образом массив данных представляет спектральную панораму в дискретной форме с разрешением, равным

полосе пропускания приемника. Спектральные панорамы управляющий компьютер комплекса может отображать на дисплее и хранить в памяти для последующей обработки.

В многоканальных комплексах отдельная спектральная панорама создается для каждой из нескольких пространственно разнесенных антенн. В частности, в системе RS1100 компании “Радиосервис” для выявления и нейтрализации подслушивающих устройств в нескольких помещениях здания, (см. Автоматизированный комплекс RS1100: как построить распределенную систему радиоконтроля объекта, “Системы безопасности связи и телекоммуникаций” № 4 (16), 1997 г.) может использоваться до 26 каналов. Такие системы функционируют непрерывно на протяжении значительного времени (недели, месяцы), создавая в каждом цикле сканирования спектральные панорамы, характеризующие радиообстановку в конкретный момент времени с различным разрешением (обзорные и детальные). Отдельные спектральные панорамы удобны для визуального контроля, однако, при большом их числе поиск и обработка интересующей информации вызывает значительные трудности. Чтобы уменьшить объем хранимой информации и упростить ее анализ, в системе RS1100 запоминаются только текущие (т.е. созданные в ходе последнего цикла сканирования) спектральные панорамы, а данные обо всех предыдущих обобщаются в результате обработки, например, накопления или усреднения (рис. 10.8).

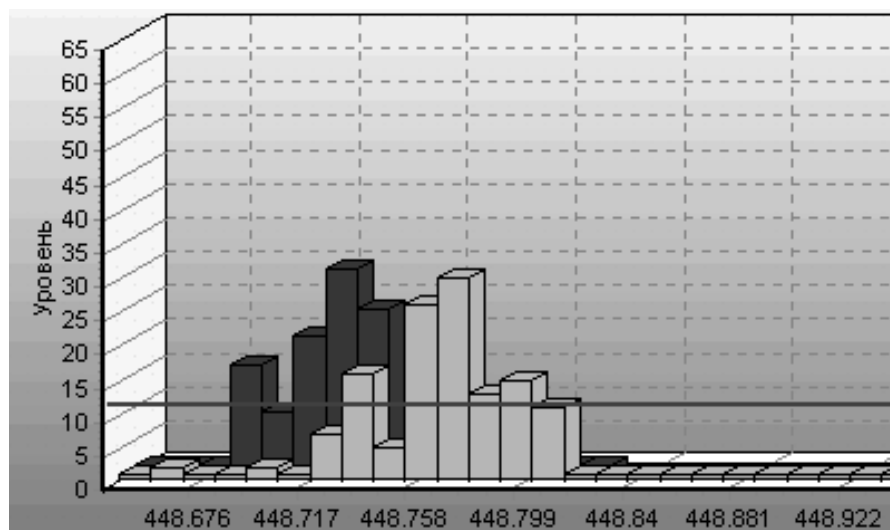


Рис. 10.8. Так на экране управляющего компьютера системы RS1100 отображаются спектральные панорамы: на заднем плане находится обобщенная панорама, отражающая результаты всех предыдущих циклов сканирования, на переднем - текущая панорама.

Обобщенные спектральные панорамы (они называются диаграммами загрузки радиодиапазона или фоновыми панорамами) дают статистическую оценку интенсивности излучений на продолжительных интервалах времени и с успехом используются для классификации источников излучений. Вместе с тем, очевидно, что при такой обработке часть информа-

ции, относящейся к прошлым циклам сканирования, утрачивается. В частности, нельзя установить моменты появления и отключения определенного сигнала, проследить изменение его параметров во времени и т.д.

Для решения этой проблемы в новой версии управляющей программы комплекса RS1100 спектральные панорамы используются в качестве исходного материала для выделения основных информационных объектов - обнаруженных сигналов. Каждый сигнал получает уникальный идентификатор, причем программа распознает одноименные сигналы, которые создаются одним источником излучения в разных антеннах или повторно обнаруживаются в нескольких циклах сканирования. Селекция и обнаружение сигнала выполняются вместе с измерением ряда его параметров: интенсивности, ширины спектра, несущей частоты и т.д. Вся информация о сигнале помещается в базу данных, которая в процессе эксплуатации системы заполняется автоматически без участия оператора. База данных обнаруженных сигналов (рис. 10.9) не только обеспечивает компактное хранение всех результатов радионаблюдения, но и предоставляет средства обработки, классификации и отображения нужной информации, существенно повышающие эффективность действий оператора. Анализируя информацию в базе данных с помощью стандартного механизма запросов и отчетов, можно получить исчерпывающие сведения об эволюции каждого обнаруженного сигнала, провести статистическую обработку его параметров (которая часто необходима из-за нестационарности спектров и условий распространения радиоволн), а также реализовать весьма важные операции классификации сигналов. Количество сигналов, обнаруженных системой радиоконтроля только в одном цикле сканирования радиодиапазона в условиях крупного города достигает нескольких сотен. Важнейшая задача программного обеспечения комплекса - отобрать среди всего множества обнаруженных сигналов те, которые действительно интересуют оператора. Программа решает эту задачу, распределяя сигналы из базы данных по группам на основе априорной информации о радиообстановке, которая вводится оператором при настройке или накапливается комплексом в процессе эксплуатации (обучения). Чтобы продолжить классификацию, среди всех излучений, обнаруженных в каждом текущем цикле сканирования, отбираются те, которые еще ни разу не попадали в поле зрения программы. Для селекции подобных "неизвестных" сигналов используются обобщенные спектральные панорамы, хранящие все результаты наблюдений с момента начала работы по определенному заданию. Классификация "неизвестных" излучений позволяет сосредоточиться на текущих изменениях электромагнитной обстановки по отношению к уже изученным ее характеристикам. В частности, если комплекс функционирует в автоматическом режиме и периодически обслуживается оператором, то интерес для него будут представлять лишь те излучения, которые были обнаружены с момента последнего обслуживания. Такие сигналы отбираются из всего множества неизвестных по времени/дате первого обнаружения и называются в

программе RS1100 "новыми".

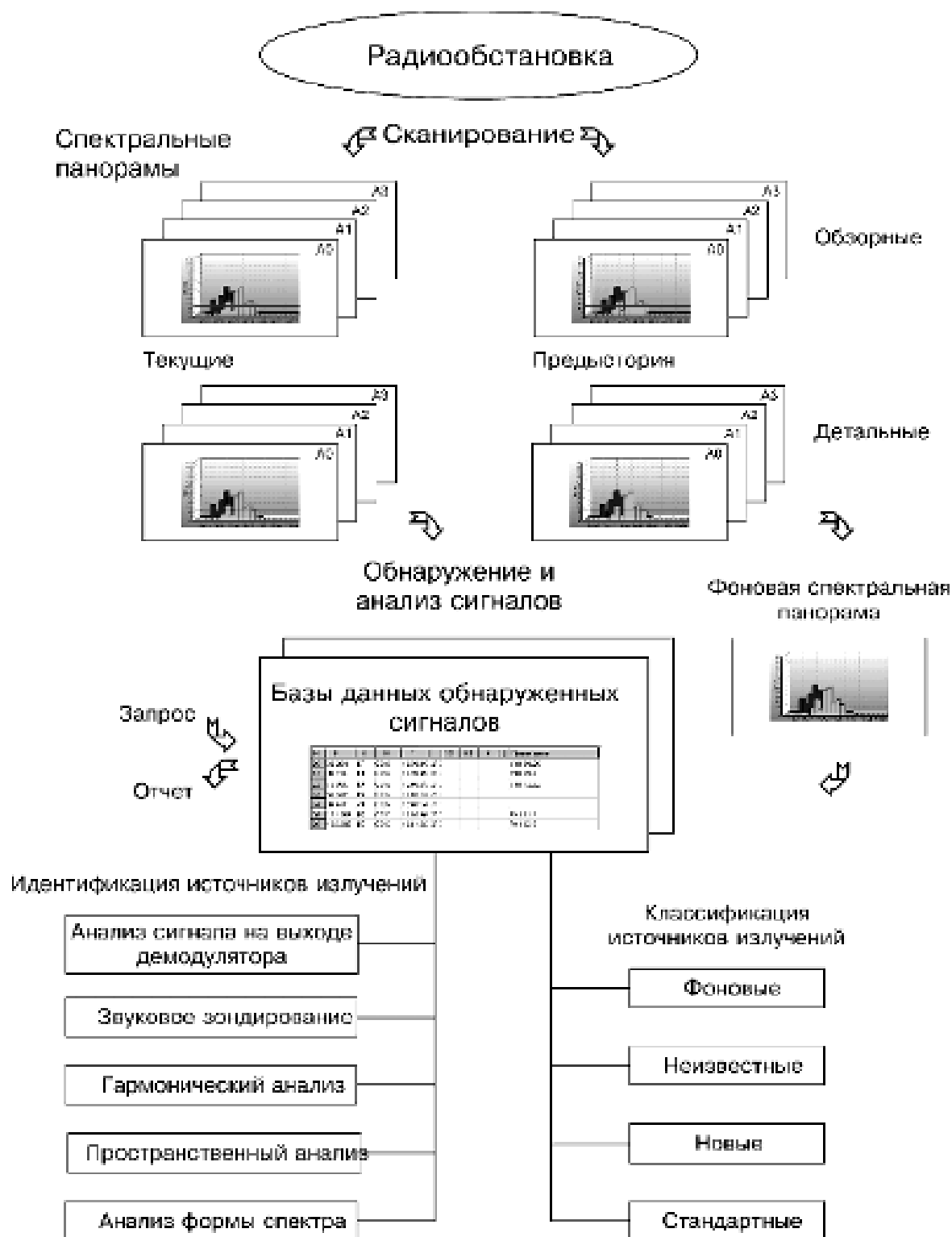


Рис. 10.9. Автоматическое создание и заполнение баз данных обнаруженных сигналов обеспечивает полноту и компактность представления информации в комплексе радионаблюдения.

Многие сигналы, излучаемые передатчиками радиовещательных и связных станций, в точности соответствуют законодательно установленным нормам. Если в базу данных ввести сведения о частотных присвоени-

ях таких станций, действующих в районе эксплуатации комплекса, то программа будет классифицировать их сигналы как "стандартные". Например, список обнаруженных сигналов значительно сократится, если система будет игнорировать все излучения, созданные сторонними "фоновыми" источниками. Такие сигналы классифицируются программой на основе данных диаграмм загрузки - специальных спектральных панорам, созданных заранее и характеризующих радиообстановку в месте наблюдения. Операции классификации позволяют свести к минимуму количество обнаруженных сигналов, представляющих интерес для оператора, и в некоторых случаях сразу указать на искомый объект. В других ситуациях решение принимается на следующем этапе после выполнения операций идентификации. В процессе идентификации оператор устанавливает, что обнаруженный сигнал создан источником определенного типа. Часто идентификация сводится к анализу формы спектра или демодуляции сигнала. В комплексах поиска подслушивающих устройств используются также специальные тесты, например, анализ гармоник или акустическое зондирование. Для многоканальных комплексов разработаны методы пространственной идентификации, которые позволяют установить, что обнаруженный сигнал создается внутренним (находящимся внутри здания или помещения), а не внешним источником. В системе RS1100 результаты идентификационных тестов, выполняемых в автоматическом режиме, помещаются в базу данных в качестве параметров обнаруженного сигнала. Сортировка списков по этим параметрам позволяет расположить обнаруженные сигналы в порядке их потенциальной "опасности".

Приведенные методы далеко не исчерпывают возможности программных средств автоматизации обработки информации в комплексах радионаблюдения. В зависимости от его назначения и состава программное обеспечение может с успехом выполнять и другие операции, например, регистрацию и автоматический анализ реализаций сигналов на выходах демодуляторов или другие процедуры по идентификации источников излучений. И в этих случаях использование баз данных для хранения, обработки и анализа информации о радиообстановке может существенно повысить эффективность работы комплекса радиоконтроля.

10.4. ПРИЕМНИК "СИГМА"

Приемник "СИГМА" предназначен для решения задач комплексного технического контроля на стационарных приемных центрах радиоконтроля: поиск, обнаружение и технический анализ сигналов в автоматическом режиме и в режиме диалога с оператором. Обеспечивает:

- обнаружение и идентификацию коротких радиосигналов с неизвестной несущей частотой, излучаемых в диапазоне частот 30-18000 МГц.;
- обработку результатов измерений, выполнение расчетов и выпуск отчетной документации;

- измерение основных параметров излучений РЭС (уровня, напряженности поля, ширины полосы частот, параметров модуляции и др.);
- пеленгование, распознавание и программную идентификацию радиоизлучений к заданным классам или видам объектов;
- вывод результатов измерения параметров сигналов, пеленгования и распознавания источников излучений РЭС на экран дисплея.

Состав АРМ: СВЧ преобразователь частоты; радиоприемное устройство; антенная система от 1 до 18 МГц; набор антенно-фидерных устройств, среди которых: высокочастотные коммутаторы; широкополосные приемные антенны; пеленгационные антенны; широкополосные усилители; малошумящие усилители.

Одноканальный СВЧ преобразователь частоты по командам внешнего устройства выполняет следующие функции:

- выделяет в рабочем диапазоне частот заданный частотный поддиапазон, усиливает и переносит его спектр в диапазон частот выходного сигнала;
- производит дискретную регулировку уровня входного сигнала;
- производит дискретную регулировку уровня выходного сигнала.

Диапазон рабочих частот 30...18000 МГц. Имеет один вход и один выход. На входе установлен управляемый аттенюатор с переключением ослабления 0...30+/-3 дБ. Имеет внешний интерфейс управления.

Радиоприемное устройство имеет автоматизированный режим работы под управлением встроенного микроконтроллера или, оборудовано портом для дистанционного управления. Представляет собой супергетеродин с двойным преобразованием частоты. Производит на каждом шаге перестройки обнаружение и определение параметров обнаруженных радиосигналов. Оборудован входным управляемым аттенюатором, коммутируемыми преселекторными фильтрами, усилителем радиочастоты. Радиоприемное устройство построено по модульному принципу и содержит входной высокочастотный модуль и модуль аналого-цифровой обработки сигналов на промежуточной частоте. Управление радиоприемным устройством осуществляется через интерфейс связи с внешней ПЭВМ.

10.5. КОМПЛЕКС РАЗВЕДКИ И УПРАВЛЕНИЯ "КОЛЬЧУГА"

Характеристика комплекса:

- комплекс из трех станций «Кольчуга» позволяет определять координаты наземных и надводных целей и маршруты их движения на территории до 600 км в глубину (для воздушных целей на высоте 10 км — до 800 км) и до 1000 км по фронту, что позволяет реализовать, в частности, раннее предупреждение систем противовоздушной обороны страны;
- в составе, см. рис. 10.10 имеется пять антенных систем метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов, обеспечивающих чувствительность радиотракта в полосе панорамного обзора от —110 до —155 дБ/Вт, в зависимости от частоты;

- параллельный 36-канальный приемник обнаружения позволяет мгновенно осуществлять беспойсковое по частоте обнаружение, анализ и классификацию сигналов источников радиоизлучения без ограничения плотности входного потока во всем диапазоне частот от 130 до 18 000 МГц;
- все операции по обнаружению и распознаванию источников радиоизлучения станция выполняет полностью автоматически, при этом мощный бортовой компьютер осуществляет анализ и числовую обработку, а также распознавание обнаруженных целей путем сравнения их параметров с банком данных, а результаты выводятся на монитор с картой местности;
- специальные препятствующие селекторы позволяют исключать из соответствующей обработки до 24 мешающих сигналов, а селекторы сопровождения позволяют синхронно выделять и сопровождать сигналы от 32 целей;
- для выполнения станцией всех основных задач штатного режима нужен только один оператор (два других включены в состав экипажа для обеспечения режима круглосуточной работы), который руководит работой станции в диалоговом режиме с персональным компьютером.



Рис. 10.10. Комплекса радиотехнической разведки «Кольчуга»

Современные радиотехнологии реализованы в аппаратуре комплекса радиотехнической разведки «Кольчуга». После военной операции США в Ираке в 1991 году, когда в боевых действиях впервые были использованы качественно новые истребители-«невидимки» F-117, построенные с использованием стелс-технологий, многим казалось, что в противоборстве средств воздушного нападения и противовоздушной обороны (ПВО) окончательный победитель в конце концов определился. Осуществив 1272 боевых вылета, указанные американские самолеты имели стопроцентную выживаемость, уничтожив около 40% высокоприоритетных наземных целей в районах с насыщенной иракской противовоздушной обороной. При этом

успех американских воздушных наступательных операций обеспечивался в основном, что характерно, не преодолением, а подавлением системы противовоздушной обороны противника. Для этого сначала обнаруживались радиолокационные станции, работающие в активном режиме (это довольно несложно, учитывая их мощное излучение), после чего против них применялись соответствующие средства поражения, которых в современном арсенале вооружений более чем достаточно. То есть системы ПВО, построенные на основе только активной радиолокации, фактически были способны только подтвердить факт наличия массированного воздушного налета, ибо нападающая сторона уничтожала их уже в первые часы после начала боевых действий. Пассивные средства РЭН благодаря отсутствию собственного излучения, кардинально устранили недостаточную скрытность основного источника добывания информации защищаемой стороны. Кроме того, обнаруженный пассивным радиолокатором атакующий объект никоим образом не может узнать о самом факте своего обнаружения, а следовательно, у него нет оснований для применения мер собственной защиты. То есть особенно существенное в современных боевых действиях информационное преимущество оказывалось, таким образом, у защищаемой стороны. Такое перспективное направление, как пассивная радиолокация, конечно, не могло не привлечь внимания технологически развитых стран. Но полного аналога станции пассивной радиотехнической разведки «Кольчуга» по совокупности оперативно-технических в мире не существует. Дальность обнаружения воздушных целей в 800 км достигнута только украинской «Кольчугой». Ближайший к ней по этим показателям американский «Авакс» воздушного базирования обеспечивает такую дальность лишь на уровне 600 км, а наземные комплексы «Вера» (Чехия) и «Вега» (Россия) — 400 км, то есть вдвое меньшую, чем украинское изделие. Нижняя граница рабочего диапазона частот, в котором осуществляется обнаружение целей, у «Кольчуги» — 130 МГц, является наименьшей среди аналогов: «Авакса» — 2 000 МГц, «Веры» — 850 МГц, «Веги» — 200 МГц. Преимущества «Кольчуга» имеет по тем характеристикам, от которых зависит достоверное распознавание обнаруженных целей. Что обеспечивается как уникальностью заложенных при разработке соответствующих алгоритмов, так и высокотехнологической их аппаратурной реализацией, достигнутой во время серийного производства. В частности, среднеквадратическое отклонение измерения частот — наиболее информативных параметров для определения типов обнаруженных радиолокационных станций — составляет у «Кольчуги» 0,4 МГц, в то время как у «Веги» — 0,5—1,0 МГц, у американского «Авакса» — 1,0 МГц, а у чешской «Веры» вообще 3,6—21,0 МГц. Максимальная продолжительность измеренных «Кольчугой» обнаруженных импульсов равняется 999,0 мкс, по сравнению с 99,9 мкс у «Авакса» и 200 мкс «Веры». Период же повторения таких импульсов может измеряться «Кольчугой» до максимального показателя в 79 999 мкс, в то время как аналоги способны осуществлять такие измерения лишь до

максимального значения в 10 000 мкс. В результате количество радиотехнических средств, которые классифицируются при обнаружении, у «Кольчуги» практически не ограничено, чего нельзя сказать ни об одном из известных аналогов.

10.6. ПРИЕМНИК БЛИЖНЕЙ ЗОНЫ «СКОРПИОН-3»

Устройство предназначено для быстрого обнаружения источников радиоизлучения. Прибор выполняет следующие основные функции:

- быстрого сканирования в диапазоне до 2 ГГц;
- радиотестера на частоте, установленной оператором;
- частотомера;
- локализации источников радиоизлучения;

10.7. ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ В ОБЕСПЕЧЕНИИ ПОДГОТОВКИ И ВЕДЕНИЯ НАСТУПАТЕЛЬНОЙ ОПЕРАЦИИ МНОГОНАЦИОНАЛЬНЫХ СИЛ ПРОТИВ ИРАКА

На начальном этапе развертывания группировки МНС разведка велась в основном силами и средствами центрального разведывательного управления (спутники видовой разведки), управления национальной безопасности ВС США (космическими и наземными средствами стратегической, радио- и радиотехнической разведки), самолетами-разведчиками стратегического авиационного командования ВВС США и самолетами дальнего радиолокационного обнаружения ДРЛО и управления авиацией E-3 АВАКС ВВС США, Саудовской Аравии и ОВС НАТО, а также средствами морской и воздушной разведки 6-го и 7-го оперативных флотов ВМС США.

Группировка использовавшихся в интересах многонациональных сил средств космической разведки включала до шести спутников оптико-электронной разведки типа "Кихоул-11", один спутник радиолокационной разведки "Лакросс", три спутника радио- и радиотехнической разведки типа "Магнум" и "Вортекс", один-два спутника обнаружения пусков МБР типа "Имеюс", спутники метеоразведки и некоторые другие. Наряду с данными военных спутников в интересах командования МНС использовались фотоснимки, полученные с коммерческих спутников разведки природных ресурсов "Лэндстат" (США) и "Спот" (Франция). Спутники типа "Кихоул-11" были малоэффективны в условиях ограниченной видимости. Спутники "Лакросс" обеспечивали круглосуточное ведение разведки при любых условиях видимости, включая сплошную облачность, задымление или песчаные бури, с разрешающей способностью 0,61:3,05 м. Установленная на них аппаратура позволяла обнаруживать объекты, скрытые под песком на глубине до 5:6 м. Периодичность пролета спутника над зоной разведки - до одних суток, высота орбиты - 750 км. Изображения объектов, полученные с помощью спутников "Кихоул" и "Лакросс", передавались в цифровой форме на наземные центры приема и обработки данных, расположенные

как на территории США, так и за рубежом (основной - в Форт-Бельвуар, шт. Виргиния). Анализ подлежащих детальной обработке радиолокационных изображений осуществлялся в национальном центре дешифрирования данных видовой разведки ЦРУ, а затем информация по каналам спутниковой связи поступала в войска на заокеанские ТВД. При указанном цикле время доведения информации до потребителя с момента сброса со спутника обычно составляло не более одного часа. Для сокращения времени доведения и повышения оперативности использования данных видовой космической разведки в планировании ракетно-бомбовых ударов по военным объектам и целям Ирака в зону Персидского залива были переброшены 12 наземных мобильных станций приема и обработки данных системы "Контакт сорс", разработанной по заказу ВВС США. Эти станции, развернутые в частях тактической авиации, позволяли принимать и преобразовывать в удобный для анализа и обобщения вид необработанные сигналы, передаваемые непосредственно с разведывательных спутников или ретранслированные по каналам спутниковой связи после их сбора на стационарные центры приема и обработки. В данном случае время с момента сброса информации до ее поступления в информационно-аналитический орган соответствующего разведывательного подразделения на ТВД сокращалось до 10 минут. Спутники типа "Магнум" и "Вортекс" вели разведку с геостационарных орбит и предназначались для перехвата сигналов радио- и радиотехнических средств, работающих в УКВ, СВЧ и микроволновых диапазонах волн. Для приема информации на территории США и за рубежом была развернута сеть стационарных центров приема и обработки данных, основной из которых находился в Форт-Мид, шт. Мэриленд. Передаваемая со спутников информация анализировалась и обобщалась в соответствующих подразделениях управления национальной безопасности, после чего передавалась в войска на заокеанские ТВД.

В ходе боевых действий против Ирака сухопутными войсками и морской пехотой впервые были использованы новые разведывательные комплексы на базе беспилотных летательных аппаратов (БЛА) "Пионер". Каждый такой комплекс может включать 14-16 БЛА, а также комплект наземной аппаратуры управления полетом и приема данных, размещенный на двух автомобилях типа "Хаммер". БЛА "Пионер" оснащен телевизионной камерой, инфракрасной аппаратурой и средствами связи (максимально допустимое удаление БЛА от станции управления полетом - 185 км, продолжительность полета - до 4 часов). К началу боевых действий комплексы имелись на вооружении бригады разведки и РЭБ 18 ВДК и рот БЛА 1, 2 и 3-й дивизий морской пехоты (всего четыре комплекса, по одному в каждом формировании). Имевшиеся в составе наземной группировки силы и средства разведки позволяли решать разведывательные задачи на глубину до 100:150 км. На базе этих сил и средств формировались органы войсковой (тактической и глубинной), радио- и радиотехнической, видовой артиллерийской, инженерной, радиационной, химической и биологической раз-

ведки. Разведка ВВС была представлена самолетами-разведчиками стратегической (С-135, TR-1) и тактической (RF-4G) авиации США, тактическими самолетами-разведчиками ВВС Великобритании ("Ягуар" и "Торнадо" GR.1) и Франции ("Мираж" F-1CR), самолетами дальнего радиолокационного обнаружения и управления авиацией E-3 АВАКС ВВС США, Саудовской Аравии и ОБВС НАТО, а также перспективной американской системой детальной радиолокационной разведки наземных целей "Джистарс".

Силами самолетов стратегической разведывательной авиации велась радио-, радиотехническая (RC-135), радиолокационная и аэрофотографическая (TR-1) разведка. Задачи по обнаружению целей решались практически на всю глубину иракской территории. Полеты самолетов RC-135 выполнялись круглосуточно, а TR-1 - преимущественно в светлое время (продолжительность одного самолета-вылета - до 12 часов). Разведка велась с больших высот одновременно из нескольких зон барражирования над территорией Саудовской Аравии и Турции. Силами самолетов РДЛО E-3 АВАКС был организован круглосуточный контроль воздушного пространства в пределах практически всей зоны Персидского залива. Полеты выполнялись над территорией Саудовской Аравии, в центральной и восточной части Средиземноморья, а также над юго-восточными районами Турции. В интересах ведения РЭБ МНС до начала и в ходе операции активно велась космическая, воздушная и наземная радио- и радиотехническая разведка (1550 постов разведки и пеленгования). Осведомленность американцев о конкретных системах ПВО, тактико-технических характеристиках, диапазонах частот РЭС позволила им перед началом операции на полигонных учениях проверить эффективность авиационных средств РЭБ и отработать конкретные тактические приемы по нейтрализации объектов Ирака. За сутки до начала боевых действий наземные части разведки и РЭБ приступили к созданию радиопомех в каналах управления вооруженных сил Ирака, а за несколько часов до массового вылета началось массированное радиоэлектронное подавление системы ПВО.

10.8. СРЕДСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ДОЗОРА И ДАЛЬНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ (ДРЛО)

Идея размещения обзорной радиолокационной станции дальнего обнаружения на летательном аппарате возникла еще в начале 40-х годов. В настоящее время авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения (РЛДН) или, иначе, дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) являются основными системами РЛР. Поскольку объекты разведки (ударные самолеты, крылатые ракеты и другие летательные аппараты) могут иметь скорости в очень широком диапазоне и использовать для полетов малые высоты, современные средства РЛР ДРЛО применяют импульсно-доплеровские РЛС [7] со сложными зондирующими сигналами. Такие средства РЛР обнаруживают воздушные и надводные цели на больших

дальностях на фоне отражений от поверхности земли и моря. Они имеют в своем составе высокопроизводительные средства обработки, отображения и обмена информацией. Это позволяет не только успешно обнаруживать и автоматически сопровождать большое количество целей, но использовать средства РЛР в составе комплексов оперативного управления войсками и оружием, т.е. реализовать уникальную возможность создания мобильного информационно-управляющего поля. Мобильность авиационных комплексов РЛДН позволяет также повысить живучесть и боевую устойчивость радиолокационного поля и средств управления боевыми действиями. Поэтому, несмотря на высокую стоимость создания и эксплуатации, авиационные комплексы РЛР получают большое распространение в разных странах. Помимо самолета-носителя в состав комплекса радиолокационного дозора и наведения входит шесть подсистем бортового оборудования: РЛС, подсистема опознавания, подсистема навигации и управления, система связи, подсистема обработки информации, подсистема отображения и управления. Комплекс радиоэлектронного наблюдения самолета включает следующие компоненты: 1— пульт управления подсистемой связи; 2— аппаратура подсистемы связи; 3— подсистема обработки данных; 4— пульт оператора БЦВМ; 5— многофункциональные пульта отображения данных и управления; 6— пульт дежурного оператора; 7— пульт технического обслуживания РЛС; 8— приемное устройство и цифровой вычислитель РЛС; 9— КВ антенна подсистемы связи; 10— антенная система РЛС; 11— антенны системы радиолокационного опознавания и системы передачи данных; 12— аппаратура радиолокационного опознавания и навигационная аппаратура; 13— передающее устройство РЛС; 14— радиоэлектронная аппаратура управления полетом; 15— источник постоянного тока; 16— распределительное устройство.

Современные средства РЛР с системами ДРЛО способны, при высоте полета 9...12 тыс. метров, **обнаруживать и сопровождать несколько сотен целей на расстояниях до 650 км.**

Зона обзора 360° по азимуту и ±30° по углу места.

Разрешающая способность — несколько сотен метров по дальности и полтора градуса по азимуту. Для РЛС средств ДРЛО предусматривают следующие **режимы работы**, см. рис. 10.11. /2/:

1. импульсно-доплеровский режим с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ) без сканирования в вертикальной плоскости для обнаружения воздушных целей на фоне отражений от земной и морской поверхностей, когда высота полета целей не измеряется;
2. импульсно-доплеровский режим с ВЧПИ со сканированием в вертикальной плоскости для обнаружения и определения высоты полета целей;
3. импульсный режим с излучением импульсов с низкой частотой повторения при отсутствии помех от земли (для работы по целям, расположенным выше линии горизонта);
4. пассивный режим с выключением передатчика в определенных угловых

секторах обзора и использованием приемников РЛС для обнаружения и определения координат источников излучения (прежде всего - постановщиков помех) методом самотриангуляции с одного самолета и триангуляции при наличии двух или трех самолетов — носителей средств РЛР;

5. режим слежения за надводными целями при очень коротких импульсах зондирующего сигнала.

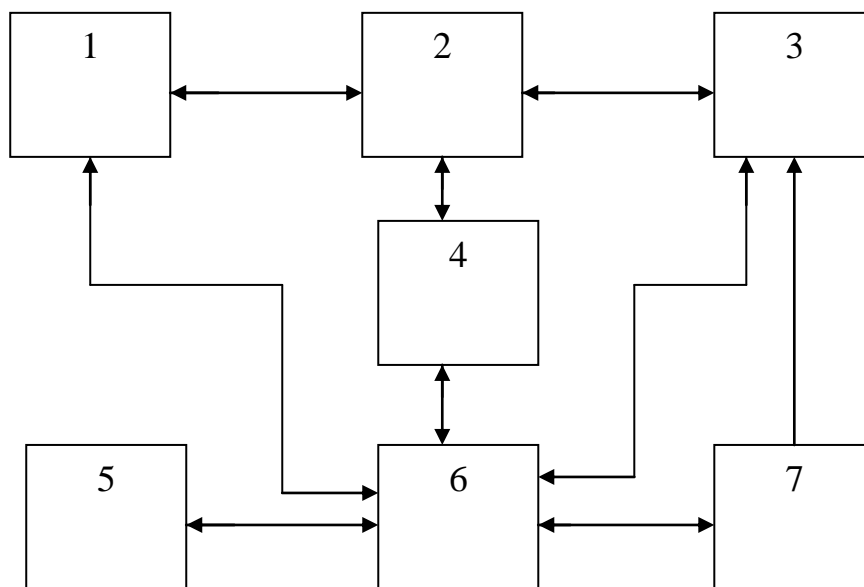


Рис. 10.11. Схема взаимодействия основных функциональных подсистем комплекса ДРЛО, где обозначены: 1 – подсистема опознавания; 2 – антенная система; 3 – подсистема связи; 4 – приемник и сигнальный процессор; 5 – навигационная подсистема; 6 – подсистема обработки данных; 7 – подсистема отображения и управления

Основное функциональное назначение первого режима — поиск и обнаружение большого числа воздушных целей на фоне местных отражений. Поиск целей осуществляется по малому числу параметров (как правило, только по азимуту и скорости), что позволяет обрабатывать информацию о большом числе целей и сопровождать их. Этот режим используется только отдельно от других. Работа во втором и третьем режимах может проводиться одновременно (в так называемом комбинированном режиме). В этом режиме обнаружение целей, находящихся на различных дальностях и высотах, осуществляется путем чередования (в течение одного периода сканирования луча антенны по углу места) импульсного и импульсно-доплеровского режимов. При обзоре верхней полусферы РЛС работает в импульсном режиме, а при обзоре нижней полусферы - в импульсно-доплеровском. Комбинированный режим работы позволяет одновременно обнаруживать и сопровождать цели на больших и малых дальностях и, таким образом, полнее использовать возможности РЛС. Для однозначного определения дальностей до целей в импульсно-доплеровском режиме РЛС работает с несколькими периодически изменяющимися крат-

ными частотами повторения зондирующих импульсов (ЧПИ). Обычно ЧПИ составляет несколько килогерц. Работа передатчика РЛС с несколькими ЧПИ, а также переключение несущих частот в различных режимах не только повышает эффективность и гибкость РЛС, но и улучшает ее помехозащищенность. Антенна современных РЛС ДРЛО представляет собой плоскую щелевую фазированную решетку (ФАР) с электронным сканированием луча по углу места. По азимуту антенна вращается в пределах 360° с невысокой угловой скоростью порядка 6 об/мин. Диаграмма направленности антенны системы ДРЛО, работающей в сантиметровом диапазоне, имеет ширину в азимутальной плоскости порядка одного градуса, а уровень боковых лепестков не больше -40 дБ. Условия эксплуатации антенны средства РТР на самолете предъявляют серьезные требования к ее конструкции. Во-первых, антенну располагают под обтекателем, который может вносить искажения в структуру поля радиолокационного сигнала, ухудшая тем самым характеристики РЛС. Во-вторых, предусматривают стабилизацию положения ДНА при эволюциях самолета-носителя средства РЛР. Более совершенны и перспективны конформные антенные системы, не выступающие за обводы планера и не ухудшающие его летно-технических и конструктивных характеристик /34/. Передатчик РЛС ДРЛО средства РЛР, работающей на очень больших максимальных дальностях, должен обеспечивать выходную импульсную мощность порядка 1 МВт и работу во всех перечисленных выше режимах. Приемник должен содержать несколько каналов, согласованных с разными сигналами в разных режимах работы. Особые требования к приемникам предъявляются и потому, что при работе средства РЛР принимаемые сигналы очень сильно различаются по мощности. Это обусловлено большими различиями дальностей до целей в рабочей зоне РЛС и большим различием размеров эффективных отражающих поверхностей радиолокационных целей. Процессор первичной обработки сигнала реализует алгоритмы защиты от помех. В бортовых РЛС с высокой частотой повторения импульсов и когерентной обработкой пачки импульсов для осуществления селекции по доплеровской частоте с определением скорости цели применяют корреляционно-фильтровые системы обработки. Система первичной обработки в этом случае представляет собой многоканальный обнаружитель (по дальности и по скорости) когерентных сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой. Такой обнаружитель вычисляет модуль корреляционного интеграла (значение функции неопределенности) и сравнивает его с пороговым уровнем, выбранным исходя из принятого критерия оптимальности обнаружения /7/. Алгоритм первичной обработки в этом случае имеет жесткую последовательность действий и сводится к внутрипериодной обработке сигнала в ячейках «азимут — дальность — скорость», межпериодной компенсации коррелированных пассивных помех, согласованной фильтрации в доплеровских фильтрах, накоплению и формированию статистики о принимаемых сигналах. На основании этой обработки принимается решение об об-

наружении, оцениваются параметры сигналов и формируются отметки обнаруженных целей. При низкой частоте повторения зондирующих импульсов средство РЛР способно однозначно измерять дальность в пределах от 0 до $R = cT_n/2$, (10.1) где T_n — период повторения импульсов запросного сигнала и надежно обнаруживать цели, наблюдаемые выше радиогоризонта. Но при таком сигнале затруднено обнаружение и сопровождение радиолокационных целей в условиях отражений от подстилающей земной поверхности. Кроме того, короткие отраженные целью импульсы практически не позволяют использовать эффект Доплера для определения скорости. В режиме работы РЛС с высокой частотой повторения длинных зондирующих импульсов сигнал от цели хорошо селективируется на фоне помех от земной поверхности и других неподвижных объектов, что очень важно для обнаружения и сопровождения низколетящих целей. По такому сигналу хорошо и однозначно измеряется радиальная скорость движения цели. Но дальность измеряется неоднозначно с периодом $cT_n/2$. За время облучения цели должна разрешаться неоднозначность отсчета дальности. Для раскрытия неоднозначности приходится работать с разными частотами повторения зондирующих импульсов и применять внутриимпульсную модуляцию несущего колебания по частоте (ЛЧМ) или по фазе (ФКМ). Основная мощность спектральных компонент сигнала, отраженного от цели на фоне пассивных помех от земли, сосредоточена в окрестностях частот спектральных составляющих зондирующего сигнала. Дальность обнаружения целей определяется энергией принятого от цели сигнала и спектральной плотностью собственного шума приемников РЛС.

10.9. СРЕДСТВА РЛР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Другой класс средств РЛР, базирующихся на летательных аппаратах (самолетах, ИСЗ), используется для картографирования подстилающей поверхности, а также и обнаружения, опознавания и сопровождения объектов на поверхности земли и моря. Этот класс систем использует синтезирование апертуры (СА) антенны РЛС для получения высокого разрешения (узкой ДНА) при использовании на борту антенны сравнительно малого размера. Принцип работы РЛС с СА можно пояснить следующим образом. Траекторию летательного аппарата (ЛА), будь то самолет, вертолет или ИСЗ, на коротких интервалах времени порядка нескольких секунд можно считать прямолинейной, а скорость движения по траектории — постоянной. Соответственно равномерно и прямолинейно движется бортовая антенна ЛА. Диаграмма направленности антенны (ДНА) формируется в результате когерентного сложения колебаний, принимаемых отдельными ее элементами. Так, например, если антенная система состоит из $n + 1$ рядом расположенных одинаковых антенн размером d (линейная решетка) и сигналы, принимаемые каждой антенной, когерентно суммируются, антенная решетка имеет такую же узкую диаграмму направленности, как и

антенна размером $D=dn$ (10.2), см. рис. 10.12.

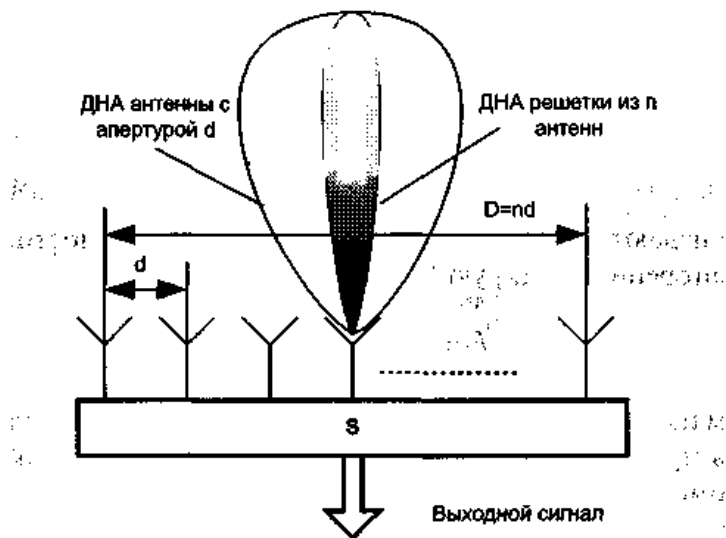


Рис. 10.12. Формирование диаграммы направленности антенной решеткой

В РЛС с синтезированной апертурой применяется небольшая антенна, широкая ДНА которой неподвижна относительно ЛА и направлена перпендикулярно траектории, т.е. осуществляет боковой обзор пространства. При движении ЛА по траектории антенна РЛС последовательно занимает в пространстве положения на прямой линии (траектории полета ЛА), тем самым формируя искусственную (синтезированную) антенную решетку. Запоминая сигналы, последовательно принимаемые антенной РЛС в каждой точке на участке траектории, и когерентно их суммируя, можно получить узкую диаграмму направленности искусственно сформированной антенной решеткой. Размер решетки, то есть размер синтезированной апертуры антенны РЛС, равен длине участка траектории, на котором когерентно суммируются сигналы, принятые в разные моменты времени в разных последовательных точках траектории. Считается, что используя метод синтеза, можно увеличить разрешающую способность РСА по азимуту в 100 раз и более по сравнению с панорамными РЛС [31]. По потенциальным характеристикам разрешающей способности РЛС с синтезированной апертурой приближаются к разрешению, характерному для оптических приборов. Разрешение по наклонной дальности в РЛС с СА обеспечивается, как и в РЛС других типов, за счет импульсного режима работы РЛС. При этом могут использоваться сигналы с внутриимпульсной модуляцией. Очевидно, что чем более узкой является отметка сигнала от точечного объекта, тем меньше расстояние между отдельно наблюдаемыми объектами в суммарном изображении и тем выше разрешение. В реальных условиях работы РЛС разрешающая способность зависит также от целого ряда других факторов. Так, отметки от объектов с большой мощностью отраженных сигналов оказывают сильное влияние на расположенные рядом отметки от слабо отражающих объектов. Поэтому разрешение сигналов, амплитуды которых значительно отличаются друг от друга, будет ху-

же, чем разрешение одинаковых или близких по мощности сигналов. Максимально возможная (потенциальная) угловая разрешающая способность РЛС по азимуту определяется шириной диаграммы направленности θ_c синтезированной антенны $\theta_c = \lambda/2L$, (10.3)

где L — размер участка траектории ЛА, на котором обрабатываются принимаемые сигналы и синтезируется апертура. При такой ширине ДНА разрешение по дальности вдоль траектории полета будет $\delta x = \theta_c R$ (10.4) очень высоким даже на больших дальностях. Поскольку размер синтезированной апертуры, то есть участок траектории, на котором обрабатываются сигналы, можно изменять так, чтобы ширина синтезированной диаграммы направленности уменьшалась пропорционально увеличению дальности. Этот эффект позволяет получать радиолокационные изображения с постоянной разрешающей способностью независимо от удаления просматриваемого участка местности. Разрешение РЛС по наклонной дальности обеспечивается импульсным режимом работы

$$\delta R = c\tau_n / 2, \quad (10.5)$$

а разрешение по горизонтальной дальности то есть на поверхности Земли, зависит как от разрешения по наклонной дальности и угла наклона луча к поверхности земли θ :

$$\delta D = \delta R / \cos \theta \quad (10.6)$$

При больших дальностях (по сравнению с высотой полета H) разрешение δD равно разрешению по наклонной дальности δR . Чем выше разрешающая способность РЛС, тем выше детальность изображения. При этом не только объекты и фон местности разделяются на большее число элементов, но и появляются изображения отдельно стоящих малоразмерных (точечных) объектов, которые ранее маскировались фоном местности.

Кроме разрешения объектов по их координатам важное значение имеет разрешение их по амплитудам, то есть возможность определения мощности отраженных от объектов сигналов. Детальность воспроизведения уровней мощности отраженных сигналов определяется динамическим диапазоном изображения. Для РЛС обзора земли динамический диапазон амплитуд отраженных сигналов (отношение максимального сигнала к минимальному составляет 70 – 80 дБ, в то время как для других РЭС он обычно не превышает 30 дБ. Возможности средств РЛР с синтезированной апертурой существенно расширяются, если работать с произвольными углами ориентации ДНА относительно траектории полета носителя. В частности, кроме бокового обзора (БО), можно реализовать обзор полосы местности (переднебоковой обзор ПВО), обзор в заданном секторе (секторный обзор СО), детальный обзор местности в окрестности заданного ориентира (телескопический обзор ТО). Все другие виды обзора, как правило, сводятся к комбинации БО, СО ПВО и ТО /32/. При переднебоковом обзоре радиолокационная информация формируется в полосе местности, границы которой располагаются параллельно траектории ЛА (рис. 10.13).

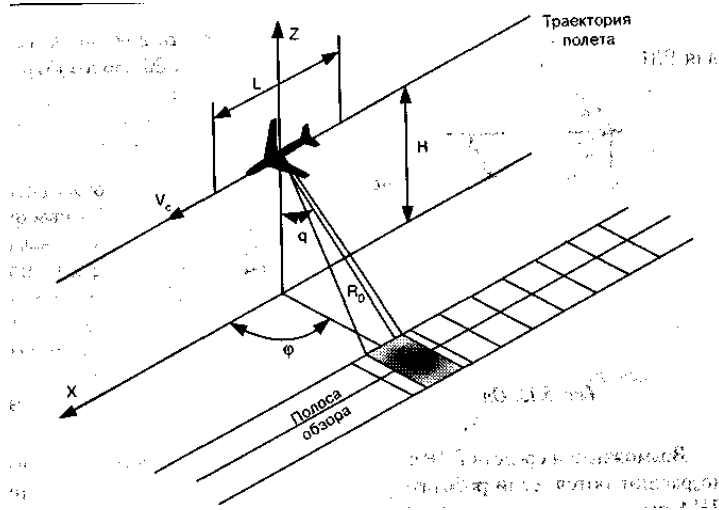


Рис. 10.13. Схема бокового обзора РЭС с синтезированной апертурой
 Блок-схема средств радиолокационной разведки с синтезированной апертурой представлена на рис. 10.14.

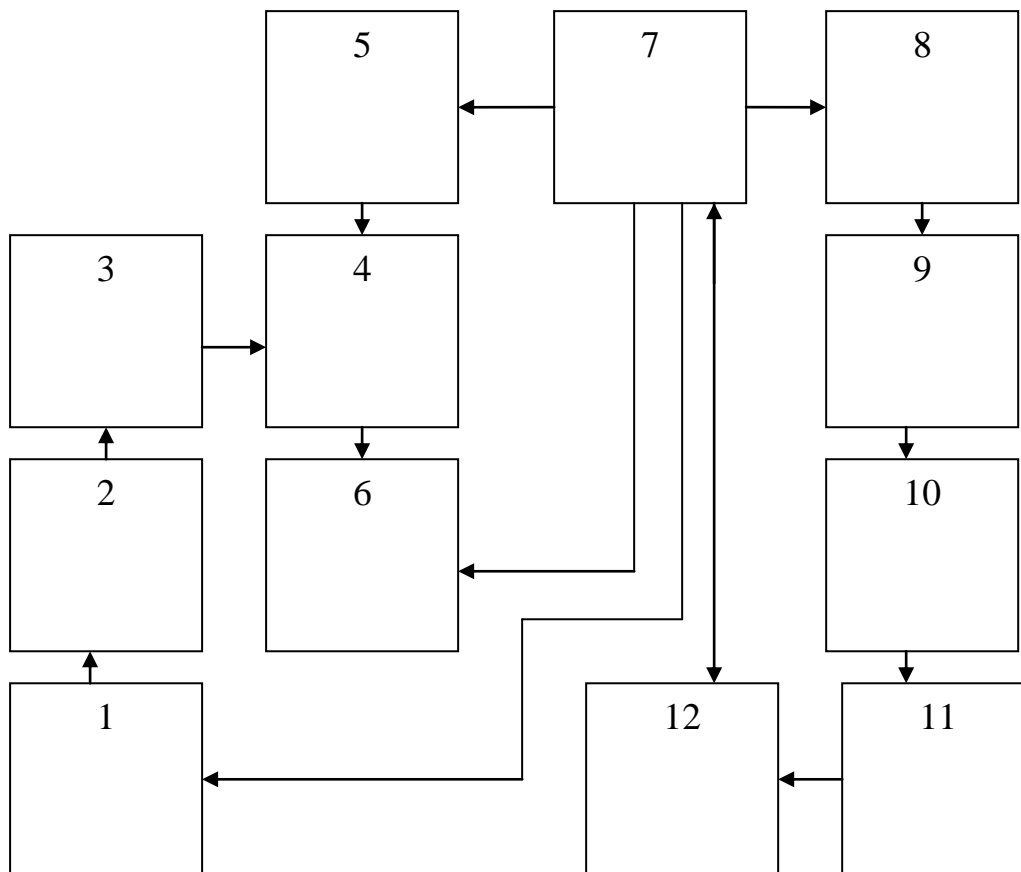


Рис. 10.14. Блок-схема средства РЛР с СА, где обозначены: 1 – система ориентации и стабилизации луча; 2 – антенно-фидерное устройство; 3 – фазовращатели; 4 – антенный переключатель; 5 – передатчик; 6 – приемник; 7 – синхронизатор; 8 – навигационная система; 9 – процессор первичной обработки; 10 – процессор вторичной обработки; 11 – процессор комплексной (третичной) обработки; 12 – система отображения, регистрации и управления

Синхронизатор предназначен для формирования запускающих, уп-

равляющих и бланкирующих видеоимпульсов. Он обеспечивает координацию работы всех функциональных устройств РСА во времени. Импульсы запуска передатчика, поступающие из синхронизатора, определяют моменты излучения зондирующих импульсов. На выходе передатчика формируется когерентная последовательность радиоимпульсов с внутриимпульсной модуляцией. Частота повторения зондирующих импульсов изменяется пропорционально путевой скорости полета ЛА по сигналам, поступающим от инерциальной навигационной подсистемы.

Антенно-фидерная подсистема обычно содержит две антенны, расположенные слева и справа по бокам летательного аппарата, несущего РЛС или одну систему, расположенную снизу под фюзеляжем.

Диаграммы направленности левой и правой антенн одинаковые: узкие (1...2)' в горизонтальной плоскости и широкие в вертикальной. Их оси постоянно ориентированы с помощью системы стабилизации перпендикулярно к траектории. Наличие двух антенн позволяет одновременно вести обзор двух полос местности слева и справа от направления полета.

Форма диаграммы направленности описывается выражением

$$G(\varphi) = \sqrt{\cos \varphi} \operatorname{cosec}^2 \varphi, \quad (10.7)$$

выбор косеконсной формы диаграммы направленности обеспечивает в этом секторе равномерную по дальности интенсивность сигналов, отраженных от однотипной местности. Система стабилизация антенн использует информацию о курсе, крене и тангаже. Эта информация поступает от инерциальной навигационной системы. Угол наклона оси диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости изменяется в зависимости от высоты полета по сигналам радиовысотомера. Отраженные от цели радиоимпульсы принимаются антенной системой и поступают в когерентный приемник. Амплитуда принимаемых радиоимпульсов изменяется за время облучения цели в соответствии с диаграммой направленности реальной антенны по азимуту. Фаза радиоимпульсов изменяется в соответствии с доплеровским смещением частоты, определяемым путевой скоростью носителя средства РЛР и текущим азимутом цели. Когерентный приемник усиливает эти радиоимпульсы и сжимает их, используя внутриимпульсную модуляцию. Для осуществления когерентного преобразования принятого сигнала из передатчика в приемник подается опорный сигнал. Для дальнейшей обработки сигнал с выхода приемника преобразуется в цифровую форму.

Процессоры первичной и вторичной обработки являются специализированными ЦВМ, к которым предъявляются очень жесткие требования по быстродействию и объему оперативной памяти. Процессор комплексной обработки – универсальная мощная ЭВМ.

Выводы по главе:

1. Радиоэлектронные системы нового поколения построены по модульному принципу, что позволяет упростить модернизацию и эксплуатацию. Современные средства РЭН могут использоваться автономно и в составе комплексов.
2. Силы космической разведки и связи обеспечивают:
 - своевременное выявление признаков подготовки и начала военных действий;
 - предупреждение о ракетно-ядерном нападении;
 - обеспечение непрерывной устойчивой связи и боевого управления в интересах высшего военно-политического руководства страны, стратегических ядерных сил, объединений, соединений и частей видов вооруженных сил и родов войск;
 - навигационное, гидрометеорологическое, картографическое, топогеодезическое и частотно-временное обеспечение войск.
3. Пассивные средства РЭН благодаря отсутствию собственного излучения становятся самыми эффективными в условиях информационных и др. конфликтов.
4. Автоматизированное оборудование станций радиоконтроля, позволяющее решать следующие задачи:
 - изучение загрузки (занятости) полос частот спектра, фиксированных частот или каналов;
 - контроль и измерение параметров излучений;
 - опознавание радиосигналов, поиск и идентификация источников излучений (в том числе помех).

Вопросы для самоконтроля:

- Вопрос 1. Что такое антенные решетки и каковы их преимущества?
Вопрос 2. Какие сигналы используются в современных РЭС?
Вопрос 3. Перечислите состав РЭС РЭН.
Вопрос 1. Приведите характеристику спутниковых РНС.
Вопрос 2. Перечислите задачи радионавигационного обеспечения
Вопрос 3. Каковы основные направления развития РНС в РФ?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 - 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

ГЛАВА 11. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СРЕДСТВ РРТР

11.1. РАБОТА СРЕДСТВ РЭН В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Технические средства РЭН работают на основе анализа плотности радиоизлучения из координатно-частотного пространства. Эта плотность может иметь довольно сложную структуру, особенно в подобластях, где сосредоточены РЭС полигонов, промышленных комплексов, других народнохозяйственных, военных и военно-промышленных объектов. Сложность структуры плотности излучения (иногда эта структура именуется «сложной сигнальной обстановкой») обуславливается наличием многих излучателей радиосигналов и источников побочных и непреднамеренных излучений, изменением геометрических, частотных и временных параметров излучаемых сигналов, т.е. маневрированием излучателей в пространстве разведки. Сама сложная сигнальная обстановка является, с одной стороны, предметом анализа для средств РРТР: в ее создании участвуют излучения объектов разведки. Но, с другой стороны, сложность сигнальной обстановки затрудняет средствам РЭН обнаружение и определение параметров сигналов исследуемых объектов на фоне неинформативных для разведки излучений. Первейшая задача РРТР состоит в слежении за динамикой изменений сигнальной обстановки, т.е. фиксации следующих сигнальных ситуаций, складывающихся в каждый момент времени в области интересов разведки.

1. В области интересов разведки не наблюдаются сигналы, имевшиеся ранее. Такая ситуация может быть признаком изменения дислокации или снятия с эксплуатации излучающих эти сигналы объектов, систем или средств.

2. В области появились новые для средства разведки, но известные ему сигналы.

3. В области появились новые неизвестные ранее сигналы, что может служить признаком появления новых, ранее не известных радиотехнической разведке объектов, систем или средств.

Решения по указанным ситуациям система РРТР формирует на основе анализа принятого колебания, содержащего в аддитивной смеси с шумом все сосредоточенные в области интересов разведки сигналы. Такое колебание $X(t) = C(f) + n(t)$, (11.1)

где $n(t)$ — шум приемника; $C(t)$ — сигнал, представляющий собой сумму m модулированных колебаний (парциальных сигналов).

Формально для фиксации любой из трех перечисленных ситуаций средству разведки по наблюдениям колебания $X(t)$ нужно проверить гипотезу о том, содержит ли колебание $X(f)$ все ожидаемые априори сигналы или некоторых сигналов в $X(t)$ нет (решение по этой гипотезе фиксирует 1 и 2 ситуации), против гипотезы о том, содержит ли колебание только априори ожидаемые сигналы, или в области интересов разведки есть еще

сигналы, априорная информация о которых у разведчика отсутствует (подтверждение этой гипотезы фиксирует ситуацию 3).

Первая из указанных задач сводится, очевидно, к обнаружению на фоне шума и остальных сигналов каждого из парциальных сигналов $C(t)$, для которых априорная вероятность присутствия в смеси $X(t)$ не равна нулю. Средство РРТР наблюдает ситуацию, обусловленную «нормальной» сигнальной обстановкой, которая предполагает выполнение требований ЭМС. В конечном итоге «нормальная» сигнальная обстановка предусматривает обеспечение ортогональности сигналов всех РЭС, совместно работающих в области интересов разведки РЭС.

Если ортогональность нарушается, шумы неортогональности снижают качество обнаружения парциальных сигналов по сравнению с обнаружением сигналов ортогональных. Поэтому характеристики обнаружения, рассмотренные в главах 3 - 5 ортогональных сигналов могут служить верхними оценками эффективности обнаружения сигналов.

11.2. ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СРЕДСТВАМИ РЭН В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Структура приемника, оптимального для обнаружения с распознаванием ортогональных сигналов [12], сводится к m каналному приемному устройству. Каждый из каналов согласован с определенным сигналом и содержит пороговое устройство для его обнаружения. Лучшего приемника средство разведки принципиально применить не может. Решение о наличии на входе такого приемника любого сигнала $C_i(t)$ эквивалентно решению о том, что амплитуда a_i отлична от нуля. Вероятность ошибки принятия такого решения при наблюдении на фоне шума суммы ортогональных сигналов будет определяться априорной информированностью средства разведки о каждом из этих сигналов и степенью учета априорной информации при построении приемника-обнаружителя. Априорная информация всегда ограничена. Так, значения параметров (пространственно-временных) обнаруживаемого сигнала для разведчика случайны и максимум что о них может быть известно — это априорная плотность распределения $W_{pr}(\lambda)$. Также не полностью известна средствам РРТР функция правдоподобия $P(x, C(t, \lambda))$, (т.е. условная плотность распределения смеси принимаемого сигнала $C(t, \lambda)$ и помехи $n(t)$ при заданном фиксированном значении параметров λ). В рассматриваемых условиях «нормальной» сигнальной обстановки в каждом согласованном с сигналом канале приемника-обнаружителя кроме этого сигнала может действовать только аддитивный нормальный шум. Поэтому можно считать известным вид функции правдоподобия $P(x(t), C(t, \lambda))$ и ограничить априорную неопределенность вектором неизвестных параметров сигнала λ . Априорные распределения параметров сигнала либо определяются на основе некоторых моделей, либо считаются равномерными. Равномерные распределения часто оказыва-

ются наименее благоприятными [15]. Основываясь на них, можно получить осторожные оценки качества обнаружения и определения параметров сигналов. При сделанных предположениях функция правдоподобия может быть найдена усреднением по априори известным случайным для средств и систем разведки параметрам сигнала /15/:

$$P(x, C(t, \lambda)) = \int P(x, C(t, \lambda)) W_{pr}(\lambda) d\lambda \quad (11.2)$$

где область интегрирования совпадает с областью определения совместной плотности $W_{pr}(\lambda)$.

Неизвестными для разведки могут быть следующие параметры сигналов: начальная фаза φ , амплитуда a , несущая частота, ширина спектра сигнала, структура сигнала в пространственно-временной и др областях. **Несущая частота сигнала** может изменяться при использовании для маскировки перестройки (скачков) по частоте или из-за взаимного движения источника сигнала и средства разведки. **Ширина спектра сигнала** характеризует потенциальные возможности по сжатию сигнала, его маскирующие свойства: заметность, контрастность, а также требования к средствам РЭН и средствам РЭБ, например к генератору заградительной помехи. **Структура сигналов** наглядно показана в гл. 6. **Пространственные координаты и динамика** источников сигналов.

Средний риск средства разведки при обнаружении сигнала [15]:

$$K = r_0 P(C=0) P(1/C=0) + r_1 P(C=1) P(0/C \neq) \quad (11.3)$$

где r_i - риски соответствующих ошибок; $P(C=1)$ и $P(C=0)$ - априорные для разведчика вероятности наличия и отсутствия сигнала в приняемом колебании;

$$P(1/C=0) = P_{лт} = \int_h^{\infty} W(x/C=0) dx \quad (11.4)$$

$P_{лт}$ - условная вероятность ложной тревоги

$$P(0/C \neq 1) = P_{пц} = \int_{-\infty}^h W(x/C \neq 0) dx \quad (11.5)$$

$P_{пц}$ - условная вероятность пропуска сигнала обнаружителем средства разведки;

h — пороговый уровень, который определяется используемым критерием обнаружения.

Если сигнал наблюдается на фоне белого шума с равномерным в полосе наблюдения спектром, то /15/

$$P(x/C) = k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T \mathbf{I}(t) - c(t) dt \right\}, \quad (11.6).$$

где N_0 — спектральная плотность мощности шума; T — длительность временного интервала наблюдения сигнала.

При одинаковых значениях риска $r_0 = r_1$ т.е. при одинаково опасных для разведчика ошибках типа пропуска и ложной тревоги, максимальная

эффективность разведки (минимальный риск разведчика) достигается при равенстве апостериорных вероятностей ошибок [15]:

$$P(C=0) P(1|C=0) = P(C \neq 1) P(0|C \neq 0). \quad (11.7)$$

Из условия (11.7) выбирается величина порога обнаружения (h_0) в приемнике средства разведки.

Традиционно рассматриваемые модели параметрической неопределенности сигнала (полностью известный сигнал, сигнал с неизвестной фазой и (или) флуктуирующей амплитудой, неизвестным временем прихода и неизвестной частотой) дают хорошее приближение при описании работы обнаружителей в радиолокационных и радионавигационных приемниках, в радиосистемах передачи информации. На основе этих моделей можно построить диаграммы обмена между вероятностями ошибок типа ложной тревоги и пропуска при различных соотношениях сигнал/шум в полосе обнаружителя. Такие диаграммы для полностью известного сигнала изображены на рис. 11.1.

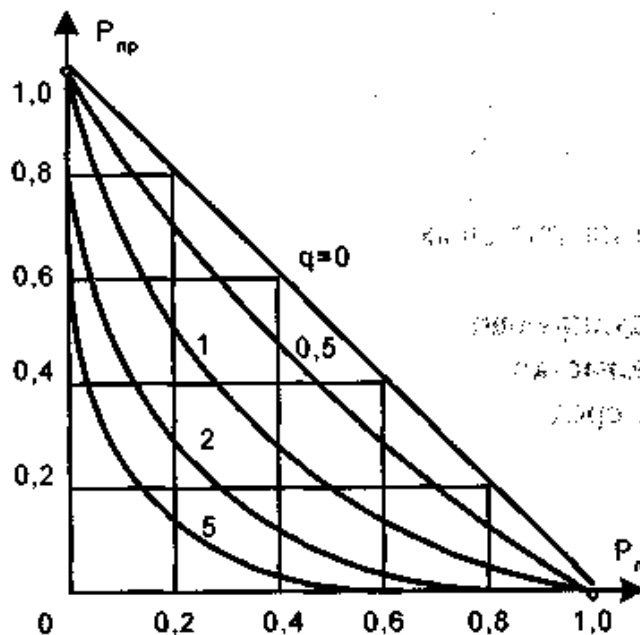


Рис. 11.1. Обнаружение известного сигнала

Они представляют собой кривые, заданные уравнениями [12]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{Q_j}{2N}} \right] + \sqrt{\frac{Q_j}{N_0}} \operatorname{Ln} \left[\frac{P(C_j = 0)}{P(C_j \neq 0)} \right] \right\}$$

$$P_{\text{лт}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{Q_j}{2N}} \right] - \sqrt{\frac{Q_j}{N_0}} \operatorname{Ln} \left[\frac{P(C_j = 0)}{P(C_j \neq 0)} \right] \right\} \quad (11.8)$$

где Q_j/N_0 - энергетический потенциал на входе обнаружителя j -го из J ортогональных полностью известных сигналов;

$P(C_j = 0)$ и $P(C_j \neq 0)$ — априорные вероятности отсутствия ($C_j = 0$) и наличия ($C_j \neq 0$) j -го сигнала в области интересов разведки;

$\Phi\{-\}$ - интеграл вероятностей/14/.

Для сигналов с флуктуирующей амплитудой и неизвестной фазой аналогичные обменные диаграммы представляются кривыми на Рис. 11.2.

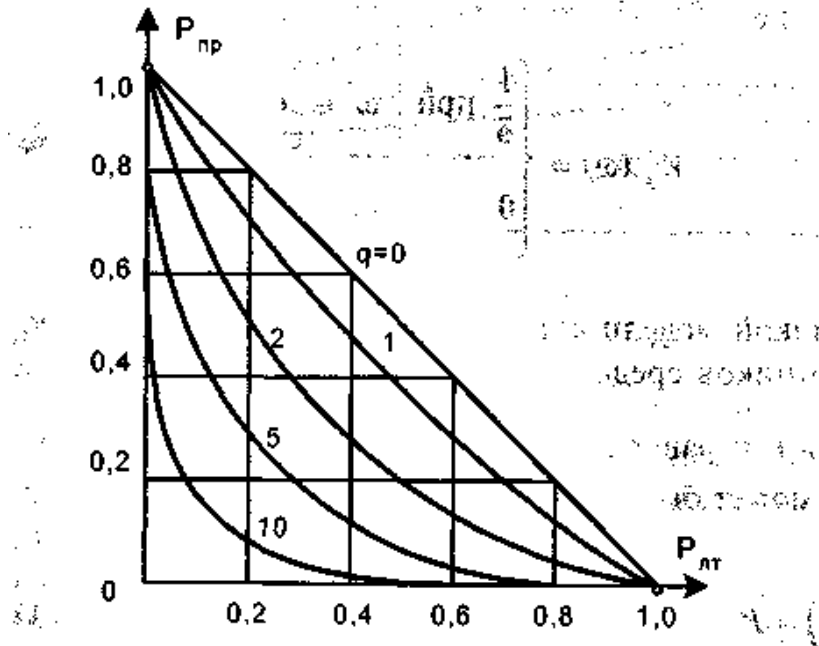


Рис. 11.2. Обнаружение сигнала с неизвестной начальной фазой

Они описываются в параметрической форме уравнениями:

$$P_{лт} = \left\{ \frac{-h_0^2 N_0}{4Q_j} \right\},$$

$$P_{пр} = 1 - \int_0^u z \exp\left(\frac{-2Q_j}{N_0}\right) \exp\left(\frac{-z^2}{2}\right) I_0 \left[z \sqrt{\frac{2Q_j}{N_0}} \right] \partial z \quad (11.9)$$

где h_0 - оптимальная величина порогового уровня обнаружения, минимизирующая вероятность полной ошибки $P_{ош} = P_{лт} + P_{пр}$ средства разведки;

$$z = h_0 \sqrt{\frac{N_0}{2Q_j}} \quad (11.10)$$

Порог h_0 удовлетворяет уравнению

$$I_0(h_0) = \frac{Q_j}{N_0} + \frac{P_j(C=0)}{P(C \neq 0)} \quad (11.11)$$

Специфическим условиям работы средств разведки в большей степени отвечает неопределенность относительно частоты, ширины спектра и структуры обнаруживаемого сигнала.

Так, если кроме начальной фазы средству разведки неизвестна еще и частота сигнала, его средний риск и характеристики обнаружения можно определить на основе следующих соображений.

Пусть неизвестность частоты означает равномерность ее распределения в интервале известной ширины δ около известного среднего значения ω_0

$$W_{pr} = \begin{cases} \frac{1}{\delta}, & \text{при } \omega = \left[\omega_0 + \delta/2 \right] \text{ и} \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \quad (11.12)$$

При такой модели априорной параметрической неопределенности для приемников средств разведки функция правдоподобия сигнала с неизвестной и равновероятной в интервале $\left[\omega_0 + \delta/2; \omega_0 - \delta/2 \right]$ средней частотой может быть представлена в виде

$$P(x | C_j) = P[x | C_j(\varphi; \Omega)] = k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - c(t, \varphi, \Omega)]^2 dt \right\} \quad (11.13)$$

где $C_j = C_{j0} \cos(\omega_0 t + \Omega t + \varphi)$ — обнаруживаемый сигнал с неизвестной частотой;

$\Omega = \omega - \omega_0$ — неизвестный для средства разведки сдвиг частоты сигнала ω относительно центра диапазона априорной неопределенности ω_0 . Анализ, выполненный в [15], показывает, что из (11.13) следует уравнение относительно γ — коэффициента увеличения порогового соотношения сигнал/шум при обнаружении сигнала с неизвестной частотой по сравнению со случаем неизвестной начальной фазы:

$$\frac{2}{\delta T} \int_0^Y \frac{I_0 \left[\frac{\gamma q}{\sqrt{1 + \zeta^2}} \right]}{I_0(\gamma)} d\zeta = 1, \quad \text{где } Y = \frac{\delta T}{2} \quad (11.14)$$

Численное решение уравнения (11.14) дает семейство кривых с параметром q (рис. 11.3) [2]. Распространенным случаем априорной неопределенности относительно сигнала объекта разведки является случай неизвестности ширины спектра: ширина спектра излучения обычно относится к скрываемым от разведки параметрам РЭС. Для непрерывных сигналов с кодовоимпульсной модуляцией (КИМ), а также для составных сигналов сложной структуры неизвестность ширины спектра эквивалентна неизвестности длительности каждого из элементов, в совокупности образующих сложный сигнал.

Этот вывод вытекает из традиционной оценки ширины спектра $\Delta F_c = 1/\tau_{\text{и}}$, как величины, обратной длительности символа КИМ или другого характерного элемента сигнала.

Обменная зависимость между априорной неизвестностью длительности элемента сигнала τ_c и пороговым соотношением сигнал/шум при обнаружении такого сигнала средством разведки может быть рассчитана следующим образом.

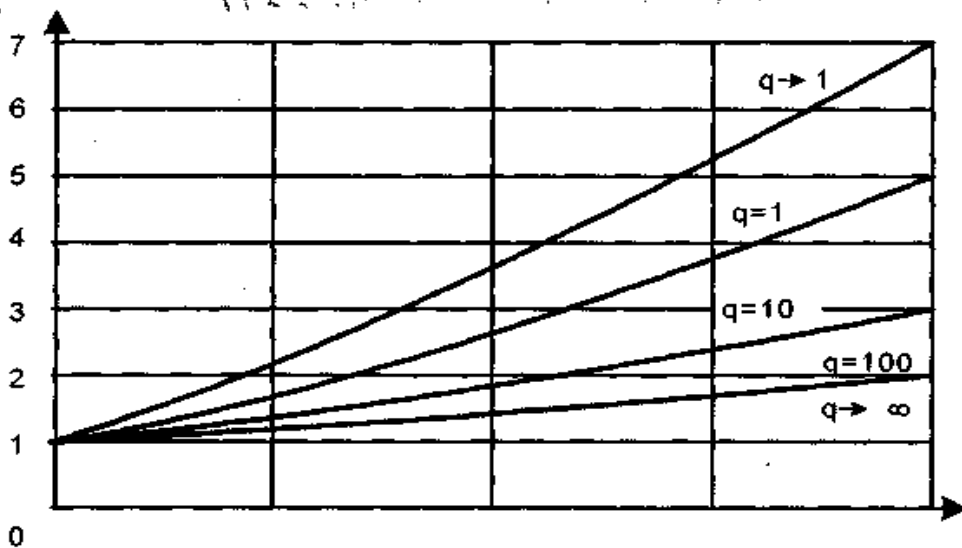


Рис. 11.3. Зависимость коэффициента увеличения порогового отношения сигнал/шум при относительном увеличении неопределенности диапазоне неизвестной частоты $\delta T/2$

Функционал правдоподобия сигнала с неизвестной длительностью получен в [13], где показано

$$P(x|C(\tau_c)) = k_3 W(\tau_c) \exp\{q'(\tau_c)\} \quad (11.15)$$

и, если элементом сигнала является импульс с прямоугольной огибающей и длительностью τ_c , то

$$q'(\tau_c) = \frac{Q_j}{N_0} \left(1 - \frac{|\tau_0 - \tau_c|}{T} \right), \quad 0 \leq \tau_0 < 2T. \quad (11.16)$$

Для случайной длительности, равновероятной в интервале $[0; T + \tau_c]$, усредняя по τ_c апостериорную вероятность получим [18/

$$\left(\frac{Q_j}{N_0} \right)_{\text{вблх}} = \frac{Q_j}{N_0} + \text{Ln} \left[\frac{T}{\tau_0} \frac{Q_j}{N_0} \left(1 - \exp \left[-\frac{Q_j \tau_0}{N_0 T} \right] \right) \right] \quad (11.17)$$

Как видно, $\text{Ln}()$ - ----- аддитивная составляющая энергетического потенциала $\left(\frac{Q_j}{N_0} \right)_{\text{вблх}}$. Она является проигрышем по соотношению сигнал/шум за счет неизвестности длительности T элементов принимаемого сигнала и соответствующей неопределенности ширины спектра.

При сильных сигналах, когда $\left(\frac{Q_j}{N_0} \right)_{\text{вблх}} \gg 1$ (вернее, когда $\left(\frac{Q_j}{N_0} \right)_{\text{вблх}} \gg T/\tau_0$

(11.17) непосредственно следует, что $\left(\frac{Q_j}{N_0} \right)_{\text{вблх}}$ стремится к $\frac{Q_j}{N_0}$.

Для слабых сигналов или при больших диапазонах неизвестности ширины спектра сигнала

$$\zeta = \frac{\left(\frac{Q_j}{N_0}\right)_{\text{ВЫХ}}}{\frac{Q_j}{N_0}} = 1 + \text{Ln} \left[\frac{T N_0}{\tau_0 Q_j} (1 - \exp \left\{ \frac{Q_j \tau_0}{N_0 T} \right\}) \right] \left(\frac{Q_j}{N_0} \right)^{-1} \quad (11.18)$$

Семейство обменных зависимостей проигрыша по пороговому соотношению сигнал/шум за счет незнания ширины спектра изображено на рис. 11.4. Пороговое соотношение сигнал/шум, обеспечивающее те же характеристики качества обнаружения, увеличивается по сравнению с аналогичным соотношением для полностью известного сигнала как (11.18) с ростом относительной неизвестности (неопределенности) ширины спектра $T\Delta f = T/\tau_0$. При неизвестной разведке структуре сигнала предельно достижимые характеристики качества обнаружения могут быть определены на основе следующих рассуждений. Пусть обнаруживаемый средствами разведки сигнал на интервале наблюдения составлен из некоторого количества элементарных сигналов $S_{ij}(t)$. Пусть также все эти сигналы взаимно ортогональны и имеют одинаковую энергию. Такая модель хорошо подходит для описания сигнала КИМ при ортогональной модуляции несущей; для дискретных сигналов, собранных в единый двоичный поток; для сигналов с большой базой.

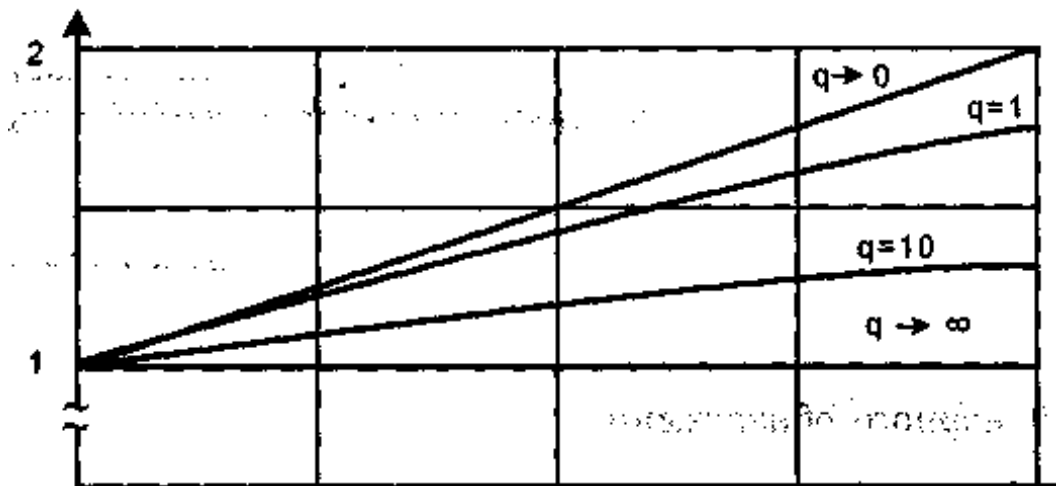


Рис. 11.4. Проигрыш качества ζ обнаружения за счет неизвестности условной ширины спектра $T\Delta f$ сигнала

Неизвестность для средства разведки структуры сложного сигнала может выступать в двух видах. Во-первых, средству разведки могут быть известны элементарные сигналы, но неизвестен закон их объединения в сложный сигнал. Подобная ситуация наблюдается при использовании объектами разведки сложных сигналов с расширением спектра [16]. Несущее колебание у таких сигналов модулируется поднесущей кодовой последовательностью. В результате модулированный сигнал оказывается составленным из столько элементарных сигналов, сколько различных элементарных символов имеет модулирующая кодовая последовательность. Об-

наружение сложного сигнала сводится к обнаружению в принимаемом средстве разведки колебания (в сумме сигнала с шумом) любого набора этих элементов, безотносительно к закону их повторения и чередования.

Во-вторых, кроме неизвестности закона чередования элементарных сигналов в структуре сложного сигнала, средству разведки могут быть не точно известны и сами $C_{ij}(t)$. Такого рода неопределенность заставляет разведчика резко увеличивать мощность множества элементарных сигналов за счет включения в него таких $C_{ij}(t)$, которые не используются в обнаруживаемом сигнале объекта разведки.

В такой постановке задача обнаружения сигнала с неизвестной структурой сводится к задаче обнаружения какого-либо из сигналов $C_{ij}(t)$, составляющих сложный сигнал C_j . По терминологии [12] это задача сложного бинарного обнаружения. Если для обнаруживаемого сигнала известны априорные вероятности наличия составляющих сигналов $P(C_{ij}(t))$, а также вероятность отсутствия сигнала $P(C_j = 0)$, то можно определить апостериорные вероятности наличия любого из элементарных сигналов в наблюдаемой смеси с шумом $x(t)$: $P(C_j = C_{ij}(t) | x)$ и $P(C = 0)$. Апостериорную вероятность каждого сигнала $C_{ij}(t)$ связывает с априорной функция правдоподобия:

$$P(C_{ij}(t) | x) = k P(C_{ij}) P(x | C_{ij}), \quad (11.19)$$

относительно которой можно рассмотреть следующие случаи.

1. Каждый из элементарных сигналов C_{ij} , которые в совокупности составляют сигнал со сложной структурой, точно известен.

2. Все сигналы C_{ij} известны с точностью до равновероятной случайной фазы несущего колебания.

3. Не только фаза неизвестна и равновероятна, но и частота каждого i -го сигнала имеет равновероятное априорное распределение на сегменте. В [12] задача бинарного обнаружения решается в предположении, что все элементарные сигналы C_{ij} взаимно ортогональны, априорно равновероятны и имеют одинаковую энергию $Q_{ij} = \text{const}$.

Иначе говоря, те же показатели качества обнаружения средствами разведки сигнала со сложной структурой достигаются тогда, когда энергия этого сигнала в I раз больше энергии полностью известного сигнала. Предположим, что сигнал со сложной структурой содержит элементы C_{ij} и эти элементы передаются последовательно во времени. Оптимально построенный приемник «сворачивает» сигнал. Для сворачивания он должен содержать каналы, согласованные с каждым C_{ij} , и, суммируя выходные эффекты всех каналов, сравнивать сумму с порогом обнаружения. Разумеется, выходной эффект каждого i -го канала должен при суммировании учитываться только на тех интервалах времени Δt_i , на которых в соответствии с известной структурой сигнала C_j , передается элемент C_{ij} . Значит в каждый момент времени на сумматор поступает сигнал и шум с одного канала. Спектральная плотность шума на выходе сумматора равна спектральной плотности входного шума. Если структура сложного сигнала неизвестна,

нельзя предположить ничего лучшего, чем постоянно суммировать (взаимно независимые при ортогональных C_{ij}) выходные эффекты всех согласованных каналов. Спектральная плотность мощности шума на выходе станет при этом в I раз больше. Соответственно должна увеличиваться и мощность сигнала, пороговая для того же качества обнаружения. Таким образом, эффект, который дает для противодействия обнаружению скрывание от средства разведки структуры сигнала, пропорционален количеству элементов, образующих эту структуру.

Так как полная вероятность ошибки средства разведки

$$P_{\text{ош}} = P(C_j=Q)P_{\text{лт}} + P(C_j \neq 0)P_{\text{пр}}, \quad (11.20)$$

$P_{\text{ош}}$ уменьшается с ростом доступной средству разведки энергии сигнала Q . Уменьшается $P_{\text{ош}}$ и с уменьшением анализируемой полосы $\Delta f_{\text{ш}}$ (вернее, безразмерного значения ширины полосы $\Delta f_{\text{ш}} T$).

По сравнению с полностью известным сигналом те же условные вероятности ошибок $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{пр}}$ могут быть обеспечены за счет большего соотношения сигнал/шум:

$$\left(\frac{Q}{N_0} \right)_{\text{порог}} = \mathbf{1} + (P_{\text{лт}} + P_{\text{пр}}) \sqrt{2\pi T \Delta f_{\text{ш}}} \quad (11.21)$$

Сравнивая выражение с пороговыми соотношениями сигнал/шум для полностью известного сигнала, можно заключить, что полное отсутствие у разведчика априорных сведений о параметрах подлежащего обнаружению сигнала эквивалентно увеличению пороговой энергии в ξ раз, где

$$\xi = 8 \sqrt{\frac{2}{\pi}} 2T \Delta f_{\text{ш}} \frac{1}{1 - (P_{\text{лт}} + P_{\text{пр}})} \quad (11.22)$$

При мощных сигналах на входе приемника средства разведки вопрос о проигрыше энергетического приемника оптимальному для полностью известного сигнала или, что в данном случае одно и то же, о проигрыше за счет отсутствия априорных сведений о сигнале, едва ли актуален.

Полученные оценки вероятностей ошибок и пороговых энергий недостаточно корректно описывают специфику обнаружения неизвестного сигнала в сложной сигнальной обстановке: все результаты справедливы для обнаружения этого сигнала только на фоне собственных шумов приемника. Но именно отсутствие априорных сведений о параметрах сигнала приводит к тому, что его нельзя селективировать на фоне других излучений в сложной сигнальной обстановке. Представляется очевидным, что несколько неизвестных сигналов селективировать друг от друга невозможно, но можно ставить задачу отдельного обнаружения неизвестного сигнала (или нескольких таких неразличимых друг с другом сигналов) на фоне известных и собственного шума приемника. Эта задача решается, если удастся

оценить суммарную мощность ожидаемых сигналов, вычесть ее из мощности наблюдаемого на входе приемника колебания $x(f)$ и относительно полученной разности проверить две гипотезы:

1) полученное значение разности обусловлено только действием шума (сигнала нет);

2) значение разности больше мощности собственных шумов (на фоне шума присутствует неизвестный сигнал).

3) Такое правило решения традиционно применяется в различных приложениях при обнаружении на фоне шума сигнала, для которого у приемника нет когерентного образца, т.е. для обнаружения «шума на фоне шума».

Приведенные соотношения позволяют построить кривые обнаружения неизвестного сигнала в сложной сигнальной обстановке /15/. Эти кривые приведены на рис. 11.5.

Оценки качества обнаружения и пороговых соотношений сигнал/ шум в условиях параметрической неопределенности относительно сигнала можно характеризовать диаграммой, представленной на рис.11.6.

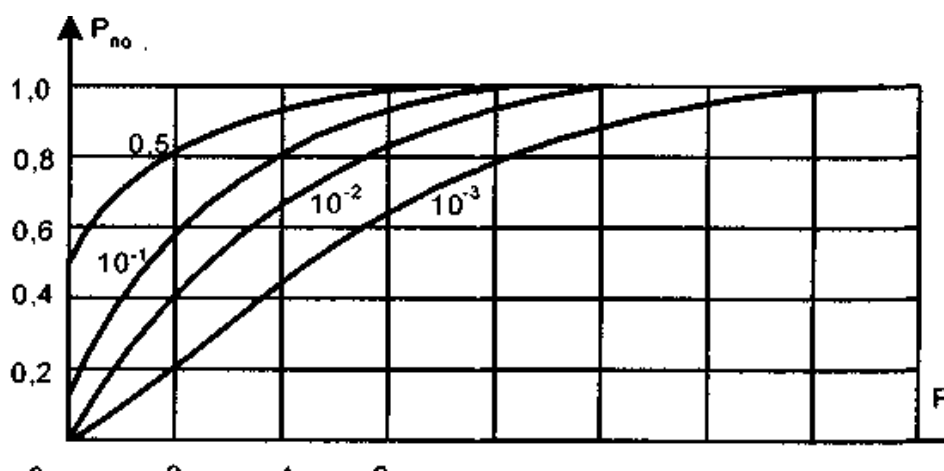


Рис. 11.5. Кривые обнаружения неизвестного сигнала в сложной сигнальной обстановке $P_{пр} (P_{\zeta} / I)$

Высота столбиков на рис. 11.6 /2/показывает, в какой мере пороговое для обнаружения соотношение сигнал/шум обменивается на неопределенность параметров сигнала. При построении диаграммы (рис. 3.6) считалось, что средство РРТР работает в условиях, когда сигнал достаточно хорошо скрыт от обнаружения средством разведки, т.е. $P_{пр} = 0,5$ при $P_{лт} = 0,5$.

Выводы по главе:

1. Радиоэлектронные системы нового поколения построены по модульному принципу, что позволяет упростить модернизацию и эксплуатацию. Современные средства РЭН могут использоваться автономно и в

составе комплексов.

2. Силы космической разведки и связи обеспечивают:

- своевременное выявление признаков подготовки и начала военных действий;
- предупреждение о ракетно-ядерном нападении;
- обеспечение непрерывной устойчивой связи и боевого управления в интересах высшего военно-политического руководства страны, стратегических ядерных сил, объединений, соединений и частей видов вооруженных сил и родов войск;
- навигационное, гидрометеорологическое, картографическое, топогеодезическое и частотно-временное обеспечение войск.

3. Пассивные средства РЭН благодаря отсутствию собственного излучения становятся самыми эффективными в условиях информационных и др. конфликтов.

Вопросы для самоконтроля:

Вопрос 1. Что такое антенные решетки и каковы их преимущества?

Вопрос 2. Какие сигналы используются в современных РЭС?

Вопрос 3. Перечислите состав РЭС РЭН.

Вопрос 1. Приведите характеристику спутниковых РНС.

Вопрос 2. Перечислите задачи радионавигационного обеспечения

Вопрос 3. Каковы основные направления развития РНС в РФ?

Методические рекомендации.

Изучив материал главы, ответьте на вопросы. При возникновении трудностей обратитесь к материалам для закрепления знаний в конце пособия. Для углубленного изучения воспользуйтесь литературой: основной: 16 – 17; дополнительной: 4 - 6 и повторите основные определения, приведенные в конце пособия.

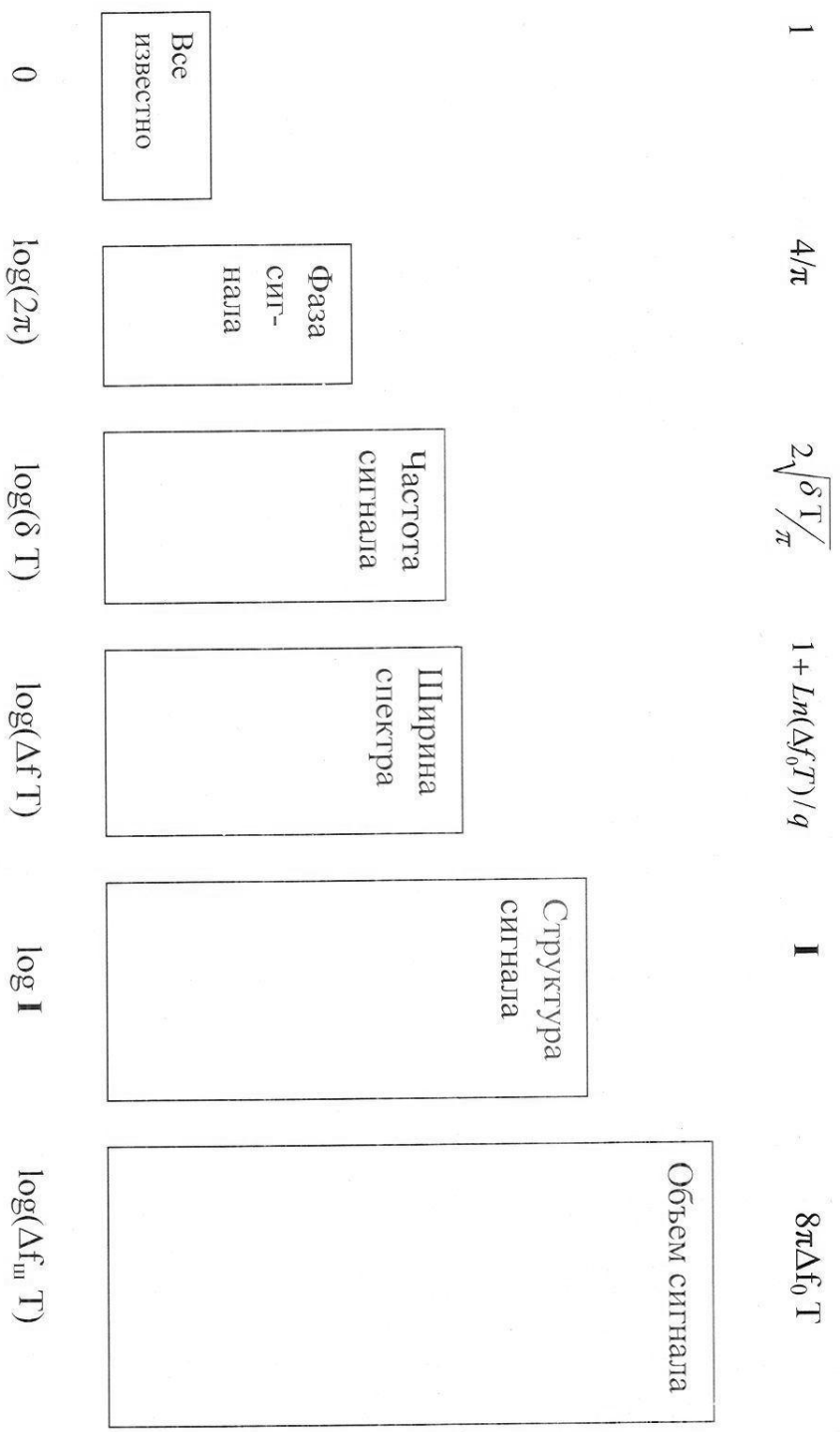


Рис. 11.6. Сравнение качества обнаружения и пороговых соотношений, сигнал/шум в условиях параметрической неопределенности сигнала, где обозначены: T — время наблюдения; δ — диапазон неизвестности частоты; Δa - диапазон неопределенности ширины спектра; **I** - количество элементов сигнала, из которых составляется сложная структура; Δf_m - эквивалентная шумовая полоса приемника средства разведки, наблюдающего сигнал в смеси с шумом

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целью данного учебного пособия является изучение теории построения средств радиоэлектронного наблюдения. Данная дисциплина входит в комплекс дисциплин направления радиоэлектронная борьба. Изучение ведется согласованно с такими дисциплинами как: радиопротиводействие, радиомаскировка и помехо-защита.

Особенность изучения высокая динамика данных направлений, сотни предприятий предлагают серии устройств и комплексов различных по назначению и решаемым задачам. Эволюции связаны с развитием элементной базы, программного обеспечения и совершенствованием частных технических решений при построении средств РЭН.

Второй особенностью является противоборство технологических решений приведенных направлений, входящих в радиоэлектронную борьбу. Появление новых комплексных методов обеспечения радиоэлектронной незаметности компенсируется новыми методами средств РЭН, а это в свою очередь привело к разработке методов снижения заметности сигналов, путем перехода к сверхширокополосным с большой базой и так круг технологий повторяется, но уже с более совершенными свойствами и параметрами.

Средства РЭН относятся к классу информационно-управляющих систем, построение и эксплуатация которых требует системного рассмотрения всей совокупности проблем, возникающих при разработке любой РТС.

Рациональный выбор принципа действия и структуры системы не может быть сделан без глубокого знания существующей теории формирования, преобразования и обработки потоков данных и информации.

Разработчик радиосистем должен внимательно следить за результатами развития отрасли радиоэлектроники и смежных областей. За последние 40 лет радиотехнические системы активно наращивали сервисные функции и мало продвинулись в теории и практике обработки сигналов. Задача пособия привлечь внимание студентов к проблемам и показать пути их решения. Радиоинженер должен уметь применять методы оптимизации сложных систем, так же как и методы проектирования таких систем от эвристических оценок и физического эксперимента до математического моделирования. На этапах проектирования следует учитывать требования экономичности производства разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры, ее надежности и экономичности в эксплуатации и соответствия новейшим тенденциям, открытиям и изобретениям. Методы и средства, используемые при создании радиотехнических систем и комплексов, непрерывно расширяются. В радиотехнике используются последние достижения многих областей науки и техники. Это предъявляет высокие требования к образованию радиоинженера, данная дисциплина играет важную роль в формировании единой системы знания радиоинженера, способного соответствовать современным требованиям.

ПЕРЕЧЕНЬ ВОПРОСОВ ДЛЯ ИТОГОВОГО КОНТРОЛЯ

1.	Представление сигналов и помех
2.	Обобщенная модель радиотехнических систем
3.	Математические модели входной реализации
4.	Классификация задач измерения параметров
5.	Основы теории различения сигналов
6.	Математические модели сигналов
7.	Математические модели помех
8.	Функция неопределенности в теории разрешения
9.	Методы измерения скорости объекта наблюдения
10.	Методы измерения угловых координат
11.	Методы обзора пространства
12.	Методы защиты от активных помех
13.	Классификация, назначение и задачи средств радиоэлектронного наблюдения (РЭН)
14.	Основные принципы построения средств РЭН
15.	Способы измерения частоты сигнала
16.	Основные тактические характеристики средств РЭН
17.	Методы защиты РТС от пассивных помех
18.	Основные технические характеристики средств РЭН
19.	Методы поиска по пространству
20.	Дальность действия РЭС
21.	Погрешности измерения параметров
22.	Методы пространственной селекции
23.	Станция РТР «Вега»
24.	РЭС с синтезированной апертурой
25.	РЭС радиолокационного дозора и дальнего обнаружения
26.	Комплекс РТР «Кольчуга»
27.	Комплекс радиоконтроля «БелГ ИЭ»
28.	Поддиапазоны радиочастот и особенности использования
29.	Методы и критерии определения эффективности средств РЭН
30.	Принципы обработки информации в комплексах радиоэлектронного наблюдения

ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

№ п/п	Тема контрольной работы	Буква алфавита, с которой начинается Ваша фамилия
1	Основы теории обнаружения сигналов	А
2	Модели радиотехнических систем	Б
3	Математические модели входной реализации	В
4	Классификация задач измерения параметров	Г
5	Основы теории различения сигналов	Д
6	Математические модели сигналов	Е
7	Математические модели помех	Ж
8	Методы и устройства измерения частоты сигнала	З
9	Методы защиты от пассивных помех	И
10	Методы измерения угловых координат	К
11	Методы обзора пространства	Л
12	Методы защиты от активных помех	М, Я
13	Классификация, назначение и задачи средств РЭН	Н
14	Классификация, назначение и задачи средств радиолокационного наблюдения	О
15	Принципы и критерии определения эффективности средств РЭН	П, Ю
16	Принцип и особенности построения спутниковых средств РЭН	Р
17	Критерии эффективности пассивных средств РЭН	С
18	Разрешение сигналов и функция неопределенности	Т, Э
19	Математическое моделирование и оценка эффективности средств РЭН	У, Ф
20	Дальность действия средств РЭН	Х, Ц
21	Погрешности измерения параметров	Ч, Ш, Щ

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Высокочастотные устройства (ВЧ устройства) - технические средства (оборудование, аппараты, приборы и т.п.), предназначенные для генерирования и местного использования радиочастотной энергии для промышленных, научных, медицинских, бытовых или подобных целей.

Лицензия - документ, устанавливающий полномочия физических и юридических лиц в соответствии с Федеральным законом "О [связи](#)" и иными правовыми актами для осуществления деятельности в области связи.

Лицензиат - физическое или юридическое лицо, имеющее лицензию Госкомсвязи России на право предоставления услуг связи в Российской Федерации.

Объект радиосвязи - совокупность РЭС, технических средств и сооружений, предназначенных для осуществления радиосвязи и находящихся в ведении юридического или физического лица.

Оператор радиосвязи (владелец РЭС) - физическое или юридическое лицо, осуществляющее деятельность по организации и обеспечению радиосвязи, в том числе предоставление услуг радиосвязи.

Радиосвязь - всякая передача, излучение или прием знаков, сигналов, письменного текста, изображений и звуков или сообщений любого рода, осуществляемая посредством радиоволн.

Радиоэлектронная обстановка - совокупность радиоэлектронных средств в заданном районе пространства.

Радиоэлектронное средство (РЭС) - техническое средство, состоящее из одного или нескольких радиопередающих или радиоприемных устройств или их комбинации и вспомогательного оборудования, предназначенных для передачи и приема радиоволн.

Техническое средство - изделие, оборудование, аппаратура или их составные части, функционирование которых основано на законах электротехники, радиотехники и (или) электроники, содержащие электронные компоненты и (или) схемы, которые выполняют одну или несколько следующих функций: усиление, генерирование, преобразование, переключение и запоминание. Оно может быть радиоэлектронным средством, средством вычислительной техники, средством электронной автоматики, электротехническим средством, а также изделием промышленного, научного и медицинского назначения.

Электромагнитная обстановка - совокупность радиочастотных сигналов в заданном районе (точке) пространства.

Электромагнитная совместимость - способность РЭС одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим РЭС.

МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

Вопрос 1. Для чего предназначена передающая антенна?

Ответ: преобразует энергию электромагнитных колебаний высокой частоты, сосредоточенную в выходных колебательных цепях радиопередатчика, в энергию излучаемых радиоволн.

Вопрос 2. Для чего предназначена приемная антенна?

Ответ: Преобразует энергию распространяющихся радиоволн в энергию, сосредоточенную во входных колебательных цепях приёмника.

Вопрос 3. Для чего предназначен аттенюатор?

Ответ: Это устройство принудительного ослабления сигнала.

Вопрос 4. Что такое белый шум?

Ответ: Шумовой радиосигнал, спектр которого равномерно распределен по какой-то сравнительно широкой полосе радиочастот.

Вопрос 5. Что такое девиация частоты?

Ответ: Отклонение частоты колебаний от среднего значения. В частотной модуляции Д.ч. обычно называют максимальное отклонение частоты в момент передачи сигнала.

Вопрос 6. Что такое демодуляция?

Ответ: Процесс, обратный модуляции.

Вопрос 7. Что такое децибел?

Ответ: Дольная единица от бела — единицы логарифмической относительной величины (десятичного логарифма отношения двух одноимённых физических величин — энергий, мощностей, звуковых давлений и др.); равна 0,1 бел. Обозначения: русское дБ, международное dB.

Вопрос 8. Какой диапазон радиоволн называется дециметровым?

Ответ: Дециметровые волны - радиоволны с длиной волны от 1 м до 10 см.

Вопрос 9. Где используются дециметровые волны?

Ответ: Дециметровые волны используются в подвижной и радиорелейной связи, радиолокации и т.п. Дециметровые волны мало поглощаются при прохождении через земную атмосферу, поэтому применяются для связи с космическими объектами. Для дальней земной связи используются дециметровые волны, распространяющиеся за счёт рассеяния на неоднородностях тропосферы.

Вопрос 10. Что такое атмосферные помехи?

Ответ: Атмосферные помехи - помехи радиоприёму от электрических процессов, непрерывно происходящих в атмосфере Земли.

Вопрос 11. Приведите определение диаграммы направленности.

Ответ: Диаграмма направленности антенны - диаграмма направленности передающей (приемной) антенны характеризует интенсивность излучения (приема) антенной в различных направлениях. Для передающей антенны используют ДН по напряженности поля в электрической составляющей электромагнитного поля или по уровню его мощности. Обычно диаграмма направленности антенны строится в полярной системе координат. Направление максимального излучения называется главным лепестком антенны. Остальные лепестки ДН антенны являются побочными. Лепесток излучения в сторону обратную главному направлению называется задним лепестком ДН антенны. Диаграммы направленности строят в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Вопрос 12. Назначение гетеродина?

Ответ: Гетеродин - маломощный ламповый или полупроводниковый генератор электрических колебаний, применяемый для преобразования частот в супергетеродинном радиоприёмнике, волномере и др. Гетеродин создаёт колебания вспомогательной частоты, которые смешиваются с поступающими извне колебаниями высокой частоты, в результате чего получается постоянная разностная (промежуточная) частота. Гетеродин должен иметь высокую стабильность частоты и незначительные по амплитуде гармонические колебания.

Вопрос 13. Приведите названия поддиапазонов длин волн

Ответ: Диапазон радиоволн принято делить на ряд меньших диапазонов: сверхдлинные волны, длинные волны, средние волны, короткие волны, метровые волны, дециметровые волны, сантиметровые волны, миллиметровые волны и субмиллиметровые волны (табл. 1). Деление радиочастот на диапазоны в радиосвязи установлено международным регламентом радиосвязи (табл. 2). Все это официальные, четко отграниченные участки спектра. В то же время термин "диапазон" в зависимости от контекста может применяться для обозначения какого-то произвольного участка радиоволн/радиочастот (например - "любительский диапазон", "диапазон подвижной связи", "диапазон low band", "диапазон 2,4 ГГц" и т.п.).

Вопрос 14. Приведите диапазон длин сверхдлинных волн?

Ответ: более 10^4 м

Вопрос 15. Приведите диапазон длин длинных волн?

Ответ: 10^4 — 10^3 м

Вопрос 16. Приведите диапазон длин средних волн?

Ответ: 10^3 — 10^2 м

Вопрос 17. Приведите диапазон длин коротких волн?

Ответ: 10^2 —10 м

Вопрос 18. Приведите диапазон длин метровых волн?

Ответ: 10—1 м

Вопрос 19. Приведите диапазон длин дециметровых волн?

Ответ: 1—0,1 м

Вопрос 20. Приведите диапазон длин сантиметровых волн?

Ответ: 0,1—0,01 м

Вопрос 21. Приведите диапазон длин миллиметровых волн?

Ответ: 0,01—0,001

Вопрос 22. Приведите диапазон длин субмиллиметровых волн?

Ответ: 10^{-3} — 5×10^{-5} м.

Вопрос 23. Приведите диапазон частот сверхдлинных волн?

Ответ: менее 3×10^4 Гц.

Вопрос 24. Приведите диапазон частот длинных волн?

Ответ: 3×10^4 — 3×10^5 Гц.

Вопрос 25. Приведите диапазон частот средних волн?

Ответ: 3×10^5 — 3×10^6 Гц.

Вопрос 26. Приведите диапазон частот коротких волн?

Ответ: 3×10^6 — 3×10^7 Гц.

Вопрос 27. Приведите диапазон частот метровых волн?

Ответ: 3×10^7 — 3×10^8 Гц.

Вопрос 28. Приведите диапазон частот дециметровых волн?

Ответ: 3×10^8 — 3×10^{10} Гц.

Вопрос 29. Приведите диапазон частот сантиметровых волн?

Ответ: 3×10^{10} — 3×10^{11} Гц.

Вопрос 30. Приведите диапазон частот миллиметровых волн?

Ответ: 3×10^{11} — 6×10^{12} Гц.

Вопрос 31. Приведите диапазон частот субмиллиметровых волн?

Ответ: 6×10^{12} Гц.

Вопрос 32. Приведите диапазон крайне низких (КНЧ) частот?

Ответ: 3—30 Гц.

Вопрос 33. Приведите диапазон сверхнизких (СНЧ) частот?

Ответ: 30—300 Гц.

Вопрос 34. Приведите диапазон инфранизких (ИНЧ) частот?

Ответ: 0,3—3 кГц

Вопрос 35. Приведите диапазон очень низких (ОНЧ) частот?

Ответ: 3—30 кГц.

Вопрос 36. Приведите диапазон низких частот (НЧ) частот?

Ответ: 30—300 кГц.

Вопрос 37. Приведите диапазон средних частот (СЧ) частот?

Ответ: 0,3—3 МГц

Вопрос 38. Приведите диапазон высокие частоты (ВЧ) частот?

Ответ: 3—30 МГц

Вопрос 39. Приведите диапазон очень высокие ОВЧ частот?

Ответ: 30—300 МГц

Вопрос 40. Приведите диапазон ультравысокие УВЧ частот?

Ответ: 0,3—3 ГГц

Вопрос 41. Приведите диапазон сверхвысокие СВЧ частот?

Ответ: 3—30 ГГц

Вопрос 42. Приведите диапазон крайне высокие КВЧ частот?

Ответ: 30—300 ГГц

Вопрос 43. Приведите диапазон гипервысокие ГВЧ частот?

Ответ: 0,3—3 ТГц.

Вопрос 44. Приведите диапазон длин Декаметровых волн?

Ответ: 100—10 Мм

Вопрос 45. Приведите диапазон длин Метровые волн?

Ответ: 10—1 Мм

Вопрос 46. Приведите диапазон длин Гектокилометровые волн?

Ответ: 1000—100 км

Вопрос 47. Приведите диапазон длин Мириаметровые волн?

Ответ: 100—10 км

Вопрос 48. Приведите диапазон длин Километровые волн?

Ответ: 10—1 км

Вопрос 49. Приведите диапазон длин Гектометровые волн?

Ответ: 1—0,1 км

Вопрос 50. Приведите диапазон длин Декаметровые волн?

Ответ: 100—10 м

Вопрос 51. Приведите диапазон длин Метровые волн?

Ответ: Метровые

Вопрос 52. Приведите диапазон длин Дециметровые волн?

Ответ: 1—0,1 м

Вопрос 53. Приведите диапазон длин Сантиметровые волн?

Ответ: 10—1 см

Вопрос 54. Приведите диапазон длин Миллиметровые волн?

Ответ: 10—1 мм

Вопрос 55. Приведите диапазон длин Децимиллиметровые волн?

Ответ: 1—0,1 мм

Вопрос 56. Что такое динамический диапазон?

Ответ: Динамический диапазон радиоприемного устройства - это отношение максимально допустимого уровня принимаемого сигнала (нормируется уровнем нелинейных искажений) к минимально возможному уровню принимаемого сигнала (определяется чувствительностью устройства) выраженное в децибелах. Другими словами - это разность между максимальным и минимальным значениями уровней сигналов, при которых еще не наблюдается искажений.

Вопрос 57. Что такое дискоконусная антенна?

Ответ: Дискоконусная антенна - многоэлементная разнонаправленная антенна. Состоит из центральной оси, 6-10 элементов, направленных вниз под углом ~45 градусов (конус), и 6-10 элементов (диск), расположенных горизонтально по кругу от основной оси. Отличается широкой полосой приема и более-менее одинаковым усилением (а точнее - ослаблением) во всей этой полосе. Такая антенна, тем не менее, является лучшим универсальным решением для широкополосного приемника.

Вопрос 58. Где применяется дискриминатор?

Ответ: Дискриминатор - Разновидность частотного детектора (демодулятора частотной модуляции), применяемого в подавляющем большинстве современного радиоприемного оборудования. В дискриминатор подается сигнал в виде модулированных колебаний на промежуточной частоте, а выходит сигнал в виде колебаний низкой частоты, т.е. извлеченный полезный. Далее он обрабатывается усилителем низкой частоты, поступает в звуковые контуры и т.п. в зависимости от типа приемника. Ценность сигнала на выходе дискриминатора заключается в его "чистоте" - он еще не искажен звуковыми усилителями и фильтрами. Такой сигнал идеально подходит для декодирования частотной манипуляции (использующейся, например, в пейджинговом протоколе POCSAG) и некоторых других цифровых видов связи.

Вопрос 59. Что такое длинные волны?

Ответ: Длинные волны - радиоволны с длиной волны от 1 до 10 км (низкие частоты от 30 до 300 кГц). Огибают земную поверхность за счет дифракции и отражения от ионосферы земли. Обеспечивают устойчивую радиосвязь и применяются для дальней (на расстояние до 2000 км) радиосвязи и радионавигации.

Вопрос 60. В чем состоит доплеровский эффект?

Ответ: Доплера эффект - явление, заключающееся в изменении частоты (длины волны) колебаний, распространяющихся между объектами при наличии относительной скорости между ними. Возникает, например, при связях со спутниками или самолетами, имеющими относительную скорость относительно Земли, при метеорных связях, когда под действием ветра в верхних слоях атмосферы метеорные следы перемещаются относительно поверхности земли и т.п.

Вопрос 61. Что такое дуплекс?

Ответ: Дуплекс - в радиосвязи дуплекс означает одновременную передачу данных по двум разнесенным частотным каналам. По одному каналу происходит прием данных, по другому - передача. Различается полный дуплекс (full-duplex), - одновременная двухсторонняя передача - и полудуплекс (half-duplex), - когда данные могут передаваться в обоих направлениях, но в каждый момент времени только в одну сторону. Полный дуплекс используется в радиотелефонии, радиомодемной связи и т.п. полудуплекс - в подвижной радиосвязи с использованием ретрансляторов, во многих системах транковой радиосвязи и т.п.

Вопрос 62. Что такое замирания?

Ответ: Замирания - ослабления мощности радиосигнала в точке приема, обусловленные случайными колебаниями электрических параметров атмосферы, а также интерференцией радиоволн, приходящих в точку приема по разным путям.

Вопрос 63. Что такое избирательность?

Ответ: Избирательность (селективность) - способность радиоприёмника отличать полезный радиосигнал от посторонних (мешающих радиоприёму) электромагнитных колебаний различного происхождения и выделять его; параметр радиоприёмника, количественно характеризующий эту способность. Избирательность оценивается относительной интенсивностью сигнала от постороннего источника, например радиостанции, при которой этот сигнал может оказать заметное мешающее действие на приём выбранного слабого сигнала.

Вопрос 64. Что такое импульсная модуляция?

Ответ: Импульсная модуляция - модуляция колебаний, в результате которой гармонические колебания приобретают вид кратковременных радиоимпульсов, характеристики которых определяются формой модулирующего видеопульса. И.м. применяется, например, в радиолокации, где расстояние до цели определяется по времени прихода радиоимпульса, отражённого от цели. И.м. используется также в системах импульсной радиосвязи. При этом передаваемый сигнал (видеоимпульс) может изменять различные параметры исходной последовательности радиоимпульсов — высоту (амплитудно-импульсная модуляция), смещение импульсов во времени без изменения их длительности (фазово-импульсная модуляция), длительность (ширину) импульсов (широко-импульсная модуляция). В случае импульсно-кодовой модуляции различным видам передаваемого сигнала соответствует передача различных кодовых групп импульсов.

Вопрос 65. Что такое интерференция радиоволн?

Ответ: Интерференция радиоволн - сложение в пространстве двух (или нескольких) радиоволн, при котором в разных точках получается усиление или ослабление амплитуды результирующей волны.

Вопрос 66. Что такое частотный канал?

Ответ: Частотный канал - участок радиочастотного спектра, выделенный для работы передающего устройства. Определяется шириной, которая зависит от вида сигнала (чем больше спектр полезного сигнала, тем шире радиочастотный канал). В подвижной радиосвязи в диапазоне УКВ ширина канала обычно составляет 12.5 или 25 кГц.

Вопрос 67. Что такое короткие волны?

Ответ: Короткие волны - радиоволны длиной от 10 до 100 метров (высокие час-

тоты - от 3 до 30 МГц). Имеют свойство отражаться от ионосферы испытывая при этом очень малое поглощение. Отражаясь многократно от ионосферы и от поверхности Земли, К.в. могут распространяться на очень большие расстояния и поэтому широко используются для радиосвязи в земных условиях. Радиоприём на К.в. зависит от регулярных и нерегулярных процессов в ионосфере, связанных с солнечной активностью, временем года и временем суток. Для космической радиосвязи не могут быть использованы, т. к. ионосфера для них непрозрачна.

Вопрос 68. Что такое коэффициент усиления?

Ответ: Коэффициент усиления антенны - относительная величина, показывающая во сколько раз эффективность данной антенны выше по сравнению с полу-волновым диполем или с изотропным излучателем. Так как изотропный излучатель – идеальное теоретическое устройство, то в технических характеристиках обычно приводится усиление по отношению к диполю. Коэффициент усиления антенны по отношению к диполю обычно дается в дБ (dB), а по отношению к изотропному излучателю – в дБи (dBi). Соотношение этих показателей составляет 2.14 дБ. Например, если приведен коэффициент усиления антенны 3 дБи (по отношению к изотропному излучателю), то по отношению к диполю он будет $3 - 2.14 = 0.86$ дБ. Иногда коэффициент усиления по отношению к диполю обозначают дБд (dBd).

Вопрос 69. Что такое магнитная антенна?

Ответ: Магнитная антенна - рамочная антенна (обычно многовитковая) с сердечником из магнитного материала. В качестве магнитных материалов чаще всего используют магнитодиэлектрики или ферриты (ферритовая антенна). Магнитные антенны применяются преимущественно для приёма радиоволн в радиопеленгации, радионавигации и особенно широко в малогабаритных радиовещательных приёмниках. Диаграмма направленности их такая же, как у обычных рамочных антенн. Физические характеристики ограничивают диапазон использования магнитных антенн гектометровыми и километровыми волнами (диапазон от 30 кГц до 3 МГц).

Вопрос 70. Каков диапазон метровых волн?

Ответ: Метровые волны - радиоволны с длиной волны от 1 до 10 м (частоты от 30 до 300 МГц). При наземной радиосвязи распространяются на небольшие расстояния как прямые и земные радиоволны. На большие расстояния они могут распространяться в виде тропосферных волн за счёт рефракции или рассеяния на неоднородностях и как ионосферные волны за счёт отражения от метеорных следов (в годы максимума солнечной активности — вследствие отражения от ионосферы). Применяются для связи с космическими объектами, т. к. проходят через ионосферу Земли. Прохождение метровых волн через атмосферу Земли сопровождается рефракцией, частичным поглощением и вращением плоскости поляризации.

Вопрос 71. Каков диапазон миллиметровых волн?

Ответ: Миллиметровые волны - радиоволны с длиной волны от 10 до 1 мм (частоты от 30 до 300 ГГц). Ввиду значительного поглощения в парах воды и газах, содержащихся в атмосфере Земли, их применение для наземной радиосвязи ограничено «окнами прозрачности» — узкими диапазонами длин волн, для которых поглощение минимально.

Вопрос 72. Что такое модуляция?

Ответ: Модуляция - модуляция колебаний - медленное по сравнению с периодом колебаний изменение амплитуды, частоты или фазы колебаний по определённому закону. Соответственно различаются амплитудная модуляция, частотная модуляция и фазовая модуляция. При любом способе М. к. скорость изменения амплитуды, частоты или фазы должна быть достаточно малой, чтобы за период колебания модулируемый параметр почти не изменился. М. к. применяется для передачи информации с помощью электромагнитных волн радиодиапазонов. Амплитуда, частота, или фаза этих колебаний модулируются передаваемым сигналом и, соответственно различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ или FM) и фазовую модуляцию. В многоканальных системах связи используется импульсная модуляция. Всего, согласно принятой МСЭ [классификации](#), различается 89 видов модуляции.

Вопрос 73. Что такое несущая частота?

Ответ: Несущая частота - частота гармонических колебаний, подвергаемых модуляции сигналами с целью передачи информации. Колебания с несущей частоты иногда называют несущим колебанием. В самих колебаниях с Н.ч. не содержится информации, они лишь «несут» её. Спектр модулированных колебаний содержит, кроме Н. ч. боковые частоты, заключающие в себе передаваемую информацию (в случае амплитудной модуляции). Единственный вид связи, в котором используется только немодулированная несущая частота - СВ. Вопрос 74. Дайте определение однополосной модуляции?

Ответ: Однополосная модуляция - управление электрическими колебаниями, при котором сообщение (сигнал) передаётся только на одной (выделенной) боковой полосе частот. Она применяется главным образом в однополосной связи, радиотелеметрии, радиотелемеханике, телевидении. При обычной амплитудной модуляции информация содержится в каждой из двух боковых полос. При О.м. колебания с несущей частотой (несущее колебание) и частотами одной из боковых полос обычно подавляются. При этом полоса частот, занимаемая сигналом, сужается примерно вдвое, что позволяет разместить в том же диапазоне частот удвоенное число каналов связи. Однополосная передача сигналов применяется в многоканальной связи, радиосвязи в диапазоне коротких волн и некоторых др. случаях, когда канал связи должен занимать наименьшую полосу частот колебаний.

Вопрос 75. Что такое подвижная радиосвязь?

Ответ: Подвижная радиосвязь - радиосвязь между стационарной и подвижными радиостанциями либо только между подвижными радиостанциями. К подвижной радиосвязи относятся транковая и сотовая радиосвязь, связь подвижных станций через ретрансляторы, связь любых подвижных радиостанций между собой.

Вопрос 76. Что такое позывной сигнал?

Ответ: Позывной сигнал - совокупность условных знаков (кодовых символов, букв, цифр) либо звуковой сигнал (слово, комбинация цифр), являющиеся отличительным признаком радиостанции и обычно служащие для её опознавания при приёме.

Вопрос 77. Что такое полоса пропускания радиочастот?

Ответ: Полоса пропускания радиочастот - диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), радиотехнического устройства

достаточно равномерна для того, чтобы обеспечить передачу сигнала без существенного искажения его формы. Ширину полосы обычно определяют как разность верхней и нижней граничных частот участка АЧХ, на котором амплитуда колебаний составляет не менее 0,7 от максимальной. Ширину полосы пропускания выражают в единицах частоты (например, в кГц). Требования к полосе пропускания различных устройств определяются их назначением. В стандартных радиоприемниках полосы пропускания соответствуют наиболее распространенным для каждого вида модуляции. Например, у сканирующего приемника Аг-8200 полосы пропускания следующие: для WFM - 150 кГц, для NFM - 12 кГц, для AM - 9 кГц, для SSB - 3 кГц и т.п.

Вопрос 78. Что такое полосовой фильтр?

Ответ: Полосовой фильтр - фильтр, область прозрачности которого лежит в определенной полосе между некоторыми граничными частотами. Другими словами такой фильтр обеспечивает прием радиосигналов только на избранном участке спектра, а все остальные значительно ослабляет. Хорошо подходит для радиомониторинга нужных частот в условиях насыщенного эфира крупного города. Помогает избежать перегрузки входных каскадов (десенсбилизации) и интермодуляции.

Вопрос 79. Что такое полудуплекс?

Ответ: Полудуплекс - в радиосвязи полудуплекс означает передачу данных по двум частотным каналам (разнесенным): по одному каналу происходит прием данных, по другому - передача. Данные могут передаваться в каждый момент времени только в одну сторону. Данный способ передачи информации используется, например, в подвижной радиосвязи с использованием ретрансляторов и в некоторых системах транковой радиосвязи.

Вопрос 80. Что такое помехи радиоприему?

Ответ: Помехи радиоприему - электромагнитные излучения, воздействующие на цепи радиоприёмника, электрические процессы в самих цепях, которые препятствуют правильному приёму сигнала и не связаны с этим сигналом посредством известной функциональной зависимости, а также искажения сигнала при распространении радиоволн. Действие помех проявляется в случайных (непредсказуемых) искажениях формы принимаемого сигнала, приводящих к посторонним звукам (шуму) в громкоговорителе, опечаткам при приёме текста телеграмм, искажениям формы изображения на экране кинескопа и т.д.

Вопрос 81. Что такое промежуточная частота?

Ответ: Промежуточная частота - частота, возникающая в результате смешивания входной частоты с вспомогательной частотой, генерируемой гетеродином. Эта частота (промежуточная) постоянна и используется для дальнейшего усиления и демодуляции. Ее постоянность является главным преимуществом супергетеродинного приемника - она не требует использования перестраиваемых усилителей.

Вопрос 82. Что такое преобразователь частоты?

Ответ: Преобразователь частоты - в радиотехнике — каскад супергетеродинного радиоприёмника, изменяющий (преобразующий) частоту принимаемых колебаний в т. н. промежуточную частоту, обычно меньшую принимаемой. Преобразователь состоит из смесителя частоты и гетеродина на транзисторах или на одной частотопреобразовательной лампе. Под П.ч. в широком смысле часто пони-

мают и др. радиотехнические устройства, связанные с преобразованием частоты, например синтезатор частот, делитель частоты, умножитель частоты.

Вопрос 83. Что такое радиоволны

Ответ: Радиоволны - электромагнитные волны с длиной волны > 500 мкм (частотой $< 6 \times 10^{12}$ Гц). В первых опытах передачи сигналов при помощи радиоволн, осуществленных А.С. Поповым в 1895—99 гг., использовались волны длиной от 200 до 500 м. Дальнейшее развитие радиотехники привело к использованию более широкого спектра электромагнитных волн. Нижняя граница спектра радиоволн, излучаемых радиопередатчиками устройствами, порядка 103—104 Гц.

Вопрос 84. Что такое радиоканал?

Ответ: Радиоканал - способ передачи информации с использованием для передачи радиоволн. Радиоканал состоит из радиопередатчика и радиоприемника. Радиочастота выбирается в зависимости от задачи, возлагаемой на радиоканал, а также имеющихся возможностей. Радиоканалы используются для осуществления радиосвязи, организации радиосетей, соединения сегментов информационных систем и т.п.

Вопрос 85. Что такое радиолюбительский диапазон?

Ответ: Радиолюбительские диапазоны - диапазоны радиоволн, выделенные для радиолюбительской связи и передачи сигналов на радиоуправляемые модели. Для связи, согласно международному регламенту радиосвязи, отведены 5 коротковолновых диапазонов - 80-, 40-, 20-, 14- и 10-метровые с частотами соответственно 3,50-3,65 МГц; 7,0-7,1 МГц; 14,00-14,35 МГц; 21,00-21,45 МГц; 28,0—29,7 МГц и 6 УКВ - с частотами 144-146 МГц; 430-440 МГц; 1,215-1,300 ГГц; 5,65-5,67 ГГц; 10,0-10,5 ГГц; 21-22 ГГц. Для радиоуправления моделями выделены частота $(27,12 \pm 0,05\%)$ МГц и несколько участков в диапазоне 28,0-29,7 МГц и в диапазоне 144-146 МГц. Внутри каждого радиолюбительского диапазона отводятся отдельные участки для работы в телеграфном и телефонном режимах, для связи с ближними и дальними станциями и др.

Вопрос 86. Что такое радиостанция?

Ответ: Радиостанция - комплекс устройств для передачи информации посредством радиоволн (передающая радиостанция), ее приема (приемная радиостанция или радиоприемник) и передачи и приема (приемо-передающая радиостанция). Основные элементы: радиопередатчик и (или) радиоприемник, фидер, антенна, источник питания. Кроме того, в состав передающей Р. могут входить устройства для воспроизведения с некоторого носителя (например, магнитной ленты) информации, подлежащей передаче, а в состав приёмной — устройства, регистрирующие принимаемые сигналы или преобразующие их в звук либо в изображение.

Вопрос 87. Что такое радиотелеграфная связь?

Ответ: Радиотелеграфная связь - электросвязь, при которой посредством радиоволн передаются дискретные сообщения – буквенные, цифровые и знаковые. На передающей станции электрические колебания, модулированные телеграфным сообщением, поступают в линию радиотелеграфной связи и из нее – на приемную станцию. После детектирования и усиления телеграфное сообщение принимается на слух или записывается приемным буквопечатающим телеграфным аппаратом.

Вопрос 88. Что такое радиотелефонная связь?

Ответ: Радиотелефонная связь - электросвязь, при которой посредством радиоволн передаются телефонные (речевые) сообщения. Информация поступает в линию радиотелефонной связи через микрофон, а из нее – обычно через телефон. Микрофон и телефон подключают к радиостанциям непосредственно либо связывают с ними телефонные линии.

Вопрос 89. Что такое радиотехника

Ответ: Радиотехника - 1) Наука об электромагнитных колебаниях и волнах радиодиапазона, методах их генерации, усиления, излучения, приема. 2) Отрасль техники, осуществляющая применение таких колебаний и волн для передачи информации в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации и др. Радиотехнические методы и устройства применяются в автоматике, вычислительной технике, астрономии, физике, химии, биологии, медицине и т.д. Распадается на ряд областей, главные из которых - генерирование, усиление, преобразование электрических колебаний; антенная техника; распространение радиоволн в различных средах; воспроизведение переданных сигналов (звуковых, изображений, телеграфных и иных знаков); техника управления, регулирования и контроля с использованием радиотехнических методов.

Вопрос 90. Что такое разнос каналов?

Ответ: Разнос каналов - характеристика полудуплексного и полнодуплексного радиопередающего оборудования, обозначающая разнос между частотами приема и передачи. Обозначается в единицах измерения частоты (кГц или МГц).

Вопрос 91. Что такое регламент радиосвязи?

Ответ: Регламент радиосвязи - свод правил, которые регулируют порядок использования странами - членами Международного союза электросвязи любых радиостанций и устройств, излучающих электромагнитные волны радиодиапазона и тем самым способных создавать помехи радиоприёму. Им регламентируются: распределение участков радиодиапазона в целях их использования для электросвязи, радиовещания, телевидения, в радиолокации, радиоастрономии и т. д.; установление согласованного порядка работы и нормирование параметров устройств, излучающих и принимающих радиоволны, для обеспечения одновременной работы таких устройств при уровне помех, не превышающем допустимый. В регламенте приведены классификация устройств для излучения и приёма радиоволн (по радиослужбам); таблица распределения радиочастот (радиоволн) и условия их использования отдельными радиослужбами в различных районах мира; правила закрепления рабочих частот за радиостанциями; ограничения, налагаемые на отдельные радиослужбы; порядок установления и ведения радиосвязи; меры, которые должны быть приняты в случае возникновения недопустимых радиопомех, и т. д. С учетом регламента составляются национальные таблицы распределения частот.

Вопрос 92. Что такое режекторный фильтр?

Ответ: Режекторный фильтр - фильтр, область непрозрачности которого лежит в определенной полосе между некоторыми граничными частотами. Другими словами такой фильтр "вырезает" из спектра радиочастот некий определенный участок - не дает сигналам этих частот проникать в приемное устройство. Используется для борьбы с источниками сигналов, являющимися причиной перегрузки входных каскадов (десенсбилизации) и интермодуляции. Например, популярны режекторные фильтры, которые "вырезают" радиовещательный диапа-

зон (64-108 МГц) или - частоты особо мощных пейджинговых передатчиков.

Вопрос 93. Что такое ретранслятор?

Ответ: Ретранслятор (репитер) - устройство, применяемое для расширения зоны действия связи. Принимает радиосигналы от радиостанций, усиливает и передает в эфир. Одно из основных устройств базовой станции. Обычно состоит из приемного и передающего оборудования, блока питания, соединительных линий, антенн (антенны) и различного дополнительного оборудования.

Вопрос 94. Что такое сантиметровые волны?

Ответ: Сантиметровые волны - радиоволны с длиной волны от 10 до 1 см (частоты от 3 до 30 ГГц). Проходят через атмосферу Земли, испытывая малое искажение. Поглощение в тропосфере водяными парами и каплями дождя существенно только для волн с длиной менее 3 см, ионосфера практически прозрачна для средних волн, которые могут использоваться для работы спутников связи и линий связи Земля — космос. В наземных условиях средние волны распространяются в пределах прямой видимости; на большие расстояния они могут распространяться за счёт рассеяния на неоднородностях тропосферы.

Вопрос 95. Что такое сверхдлинные волны?

Ответ: Сверхдлинные волны - радиоволны с длиной волны от 100 до 10 км (частоты от 3 до 30 кГц). Могут распространяться по сферическому волноводу Земля — ионосфера на очень большие расстояния с незначительным ослаблением (атмосферный волновод). Используются в наземных навигационных системах. При определённых условиях могут просачиваться через ионосферу вдоль силовых линий магнитного поля Земли и возвращаться в магнитосопрежённую точку на другом полушарии. Сверхдлинные волны распространяются в земной коре и водах морей и океанов, так как коэффициент поглощения в проводящих средах уменьшается с уменьшением частоты. В связи с этим они используются в системах подземной и подводной радиосвязи.

Вопрос 96. Что такое сверхвысокие частоты?

Ответ: СВЧ - сверхвысокие частоты - область радиочастот от 300 МГц до 300 ГГц, охватывающая дециметровые волны, сантиметровые волны и миллиметровые волны. Диапазон СВЧ используется главным образом в радиолокации и радиосвязи, а также в радиоспектроскопии. При освоении диапазона СВЧ понадобилось создание генераторов и усилителей электрических колебаний, основанных на новых принципах: магнетронов, клистронов, ламп бегущей волны и др. Для канализации волн СВЧ были созданы радиоволноводы и специальные типы антенн.

Вопрос 97. Что такое сигнал?

Ответ: Сигнал - сигнал (франц. signal, нем. signal, лат. signum — знак), знак, физический процесс или явление, несущие сообщение о каком-либо событии, состоянии объекта либо передающие команды управления, оповещения и т. д. Информация, содержащаяся в сообщении, обычно представляется изменением одного или нескольких параметров сигнала - его амплитуды (интенсивности), длительности, частоты, ширины спектра, фазы, времени запаздывания, поляризации.

Вопрос 98. Что такое симплекс?

Ответ: Симплекс - в радиосвязи симплекс означает передачу данных по единственному частотному каналу. Соответственно, данные могут передаваться в каждый момент времени только в одну сторону. Симплекс используется, например,

для связи нескольких радиостанций (без ретрансляции).
Вопрос 99. Что такое сканирование?

Ответ: Сканирование - последовательная проверка записанных в память приемника или трансивера каналов, останавливающаяся в случае обнаружения сигнала. Это наиболее важная функция любительских широкополосных сканирующих радиоприемников (т.н. "сканеров"), однако в той или иной форме она встречается во многих других современных трансиверах и приемниках. Могут быть предусмотрены различные варианты сканирования - по выбранным банкам памяти, по каналам с определенным видом модуляции, по специально отмеченным каналам, с различными условиями или ограничениями и т.п. Важной характеристикой является скорость сканирования. У современных сканирующих приемников она иногда достигает 100 и более каналов в секунду.
Вопрос 100. Что такое сотовая связь?

Ответ: Сотовая радиосвязь - сеть подвижной, преимущественно радиотелефонной связи, построенная по сотовому принципу. Это означает, что зона обслуживания сети разбита на небольшие участки, называемые сотами, или ячейками. Каждая из ячеек обслуживается своим передатчиком (базовой станцией) с невысокой выходной мощностью и ограниченным количеством задействованных частотных каналов. Это позволяет без помех многократно использовать эти же частотные каналы в других, удаленных на определенное расстояние и в большинстве случаев несмежных сотах. Таким образом, основным принципом сотовой связи является многократное использование одних и тех же радиочастот в различных сегментах сети. За счет этого достигается эффективное использование ограниченного частотного ресурса при сохранении очень большой пропускной способности. И хотя сотовый принцип построения сети может использоваться в различных системах (передачи данных, подвижной транковой ((не телефонной)) связи и т.п.), в подавляющем большинстве случаев сотовая сеть - это все-таки телефонная сеть, причем общедоступная, действующая на коммерческой основе. Современные сотовые телефонные сети отличаются очень большими зонами обслуживания, иногда покрывающими всю территорию региона или государства, предоставлением абонентам многочисленных дополнительных услуг, возможностью межрегионального и международного роуминга и т.п. Сегодня в мире существуют многочисленные стандарты сотовой телефонной связи, отличающиеся принципами построения, типами радиосигнала, видами уплотнения и др.
Вопрос 101. Что такое спектр радиосигнала?

Ответ: Спектр радиосигнала - все гармонические составляющие какого-либо радиосигнала образуют в совокупности спектр этого сигнала.
Вопрос 102. Что такое спектральная модуляция?

Ответ: Спектральная модуляция - вид модуляции, при которой передаваемый сигнал несущей модулируется по частоте (или по фазе) аналоговым или цифровым сигналом в сочетании с некоторой псевдослучайной последовательностью. Результирующий сигнал занимает более широкий спектр частот, чем модулирующий и является шумоподобным. Таким образом, в определенной полосе частот могут передаваться несколько независимых сигналов. Ограничением на количество сигналов в полосе служит увеличение шума до определенного значения. Такая техника коммуникации имеет целый ряд важных преимуществ, среди которых низкая вероятность обнаружения, перехвата и обнаружения источника

излучения. Для приемника, не владеющего информацией о несущей, передача почти неотличима от других источников шума. Кроме высокой устойчивости к перехвату, система обладает высокой помехоустойчивостью.

Вопрос 103. Что такое средние волны?

Ответ: Средние волны - радиоволны с длиной волны от 1000 до 100 м (средние частоты от 300 кГц до 3 МГц). В дневные часы обычно сильно поглощаются в ионосфере и распространяются только как поверхностные волны, огибая поверхность Земли. В ночные часы могут распространяться, подобно коротким волнам, на большие расстояния, многократно отражаясь от слоя E ионосферы и от поверхности Земли. Дальность радиопередачи на С. в. в дневные часы ~500—1000 км, в ночные часы при отражении от ионосферы до нескольких тыс. км. На С.в. наблюдаются замирания. Используются в морской радиосвязи, радиовещании и в навигации.

Вопрос 104. Что такое стабильность частоты?

Ответ: Стабильность частоты - допустимое отклонение частоты от номинального значения. Измеряется в процентах или в "ppm" - промилль (миллионная часть).

Вопрос 105. Что такое субмиллиметровые волны?

Ответ: Субмиллиметровые волны - радиоволны с длиной волны от 1 до 0.1 мм (частоты от 300 ГГц до 3 ТГц). Это наиболее коротковолновая часть радиодиапазона (более короткие волны уже относятся к оптическому диапазону). При распространении сильно поглощаются парами воды и газами, входящими в состав воздуха, за исключением небольших интервалов частот (окна прозрачности). При работе с субмиллиметровыми волнами используются квазиоптические линии передачи. Они могут применяться для космической связи наряду с волнами оптического диапазона.

Вопрос 106. Что такое супергетеродинный приемник?

Ответ: Супергетеродинный радиоприемник - схема приемника в подавляющем большинстве современного радиооборудования. Принцип работы заключается в том, что входной радиочастотный сигнал сначала преобразуется в другую частоту, постоянную для данного типа приемника, а затем на этой, так называемой промежуточной частоте, производится усиление основного сигнала и ослабляются мешающие. Важным достоинством Супергетеродинного приемника является то, что в нем не требуется перестраивать усилитель промежуточной частоты, поэтому он прост в настройке, легко производит необходимое усиление сигнала и осуществляют АПЧ и АРУ. Недостатком является возникновение побочных (зеркальных) каналов приёма в процессе преобразовании частоты.

Вопрос 107. Что такое частотный план?

Ответ: Таблица распределения частот (частотный план) - фактически это расписание, устанавливающее, какой участок радиочастотного спектра для каких видов связи предназначен. Таблица представляет собой комплексный документ, в котором оговариваются условия использования участка спектра, различные ограничения, допущения или исключения. Национальная таблица распределения частот имеется в каждом государстве, однако в определенной части она обязательно согласована с международной таблицей распределения частот, устанавливаемой МСЭ. В России таблицу утверждает ГКРЧ. В настоящее время действует таблица, утвержденная 8 .04. 1996г.

Вопрос 108. Что такое таблица распределения частот?

Ответ: Таблица распределения частот (частотный план) - фактически это описание, устанавливающее, какой участок радиочастотного спектра для каких видов связи предназначен. Таблица представляет собой комплексный документ, в котором оговариваются условия использования участка спектра, различные ограничения, допущения или исключения. Национальная таблица распределения частот имеется в каждом государстве, однако в определенной части она обязательно согласована с международной таблицей распределения частот, устанавливаемой МСЭ. В России таблицу утверждает ГКРЧ. В настоящее время действует таблица, утвержденная 8.04.1996г.

Вопрос 109. Что такое транковая (транкинговая) радиосвязь?

Ответ: Транковая (или транкинговая) радиосвязь - название происходит от английского слова trunk (ствол). Сеть транковой связи - это система подвижной радиосвязи, в каждом стволе (зоне действия базовой станции) которой задействовано несколько физических радиоканалов, каждый из которых может быть предоставлен любому абоненту. Выбор свободного радиоканала в системе происходит автоматически. Данная особенность отличает транковые системы от более простых систем двусторонней радиосвязи (например, ретрансляторов), в которых каждый абонент имеет возможность доступа только к одному радиоканалу, причем радиоканал должен поочередно обслуживать ряд абонентов. Таким образом, основным назначением транковых систем является эффективное использование ограниченного частотного ресурса и повышение пропускной способности, при сохранении качества связи более простых радиосистем. Стоимость эксплуатации систем транковой связи, как правило, ниже, чем в сотовых системах, а установление связи между абонентами происходит быстрее. Кроме того, увеличение зоны обслуживания в транковой системе достигается при гораздо меньших затратах. Абонентам современных транковых систем предоставляются различные дополнительные услуги, например, выход в телефонную сеть (хотя телефонная связь, как правило, не есть главное назначение транка), групповой и индивидуальный вызов, передача данных и т.п. Основная сфера применения транковых систем - корпоративная связь. В то же время во всем мире получили развитие и общедоступные коммерческие транковые сети. Существует большое количество стандартов, а также возможных вариантов построения транковых сетей.

Вопрос 110. Что такое тропосферная радиосвязь?

Ответ: Тропосферная радиосвязь - дальняя радиосвязь, основанная на использовании явления переизлучения электромагнитной энергии в электрически неоднородной тропосфере (пространстве на высоте примерно 15 км от поверхности Земли) при распространении в ней радиоволн. Осуществляется в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн. Электрическая неоднородность тропосферы обусловлена случайными локальными изменениями температуры, давления и влажности воздуха, а также регулярным уменьшением этих величин с увеличением высоты. Переизлучение энергии происходит в области пересечения диаграмм направленности передающей и приёмной антенн (см. рис.) Расстояние между пунктами передачи и приёма может достигать 1000 км

Вопрос 111. Что такое УКВ?

Ответ: УКВ - ультракороткие волны. Название диапазона радиоволн, охватывающего метровые волны и дециметровые волны (т.е. от 10 до 0,1 м; т.е. УВЧ и

ОВЧ - от 30 МГц до 3 ГГц).

Вопрос 112. Что такое уплотнение линий связи?

Ответ: Уплотнение линий связи - метод построения системы связи, обеспечивающий одновременную и независимую передачу сообщений от многих отправителей к такому же числу получателей. В таких системах многоканальной связи (многоканальной передачи) общая линия связи уплотняется десятками, сотнями и т.д. индивидуальных каналов, по каждому из которых происходит обмен информацией единственной пары абонентов. Канальные передатчики вместе с суммирующим устройством образуют аппаратуру уплотнения; групповой передатчик, линия связи и групповой приёмник составляют групповой тракт передачи; групповой тракт передачи, аппаратура уплотнения и индивидуальные приёмники образуют систему многоканальной связи. В практике различают уплотнение по частоте, по фазе, по уровню, временное, комбинационное, структурное и др. Наибольшее применение в системах многоканальной связи находят частотное, временное и широкополосное уплотнение.

Вопрос 113. Что такое фазовая модуляция?

Ответ: Фазовая модуляция - вид модуляции колебаний, при котором передаваемый сигнал управляет фазой несущего высокочастотного колебания. По характеристикам Ф. м. близка к частотной модуляции. Если модулирующий сигнал синусоидальный, то спектр и форма сигналов в случае частотной модуляции и Ф. м. полностью совпадают. Различия обнаруживаются при более сложных формах модулирующего сигнала.

Вопрос 114. Что такое фидер?

Ответ: Фидер - англ. feeder, от feed – питать. В радиотехнике - линия передачи, передающая линия, электрическое устройство, по которому осуществляется направленное распространение (канализация) электромагнитных колебаний (волн) от источника к потребителю в системах их передачи и распределения. Фидеры подразделяют на открытые и закрытые.

Вопрос 115. Что такое фильтр электрический?

Ответ: Фильтр электрический - электрическое устройство, в котором из спектра поданных на его вход электрических колебаний выделяются (пропускаются на выход) составляющие, расположенные в заданной области частот, и не пропускаются все остальные составляющие. Фильтры используются в системах многоканальной связи, радиоустройствах, устройствах автоматики, телемеханики, радиоизмерительной техники и т. д. — везде, где передаются электрические сигналы при наличии других (мешающих) сигналов и шумов, отличающихся от первых по частотному составу. Область частот, в которой лежат составляющие, пропускаемые (задерживаемые) фильтром, называют полосой пропускания (полосой задерживания). По принципу действия фильтры делятся на полосовые и режекторные.

Вопрос 116. Что такое частотомер?

Ответ: Частотомер - прибор для измерения частоты радиоволн. Существуют различные типы - резонансные, гетеродинные, цифровые и др. Различают стационарные частотомеры, которые используются для лабораторных измерений, и портативные поисковые частотомеры. Последние отличаются компактностью, имеют штатную широкополосную антенну и во включенном состоянии непрерывно анализируют широкий диапазон частот (обычно от сотен кГц до 1-2 ГГц).

При появлении вблизи сильного сигнала измеряют и регистрируют его частоту, а иногда запоминают её или передают по интерфейсу сопряженному радиоприемнику. Приборы данного типа используются в поисковых, оперативных и т.п. мероприятиях.

Вопрос 117. Что такое чувствительность?

Ответ: Чувствительность - наименьшая величина входного сигнала, обеспечивающая при определенных условиях заданную выходную мощность. Различают реальную чувствительность - определяющую чувствительность при стандартной выходной мощности и отношении сигнал/шум на входе не менее заданного и максимальную чувствительность - определяющую чувствительность при максимальной громкости. В радиосвязи обычно применяют величины чувствительности, измеренные при отношении сигнал/шум 12 дБ и 20 дБ.

Вопрос 118. Что такое шаг подстройки частоты?

Ответ: Шаг подстройки частоты - фактически - ступень изменения частоты приема или передачи. Современные радиоприемники и трансиверы предоставляют выбор нескольких шагов подстройки или возможность настроить любой шаг по желанию пользователя. Предусмотренные шаги в определенной степени зависят от принятых в радиосвязи полос частотных каналов. Стандартные для любого широкополосного радиоприемника шаги подстройки - 50 и 100 Гц, 1, 5, 10, 12.5, 25, 50 и 100 кГц.

Вопрос 119. Что такое шумоподобный сигнал?

Ответ: Шумоподобный сигнал - сигнал, содержащий много гармонических (синусоидальных) составляющих в выбранной полосе частот. Шумом называют неупорядоченные случайные сложные колебания со сплошным относительно широким частотным спектром. Отсюда происходит название рассматриваемого сигнала. Использование шумоподобных сигналов позволяет значительно уменьшить мощность их источников. Она составляет менее 1 Вт. Кроме этого, применение этих сигналов обеспечивает повышение помехоустойчивости передачи

данных.

Вопрос 120. Что такое щелевая антенна?

Ответ: Щелевая антенна - антенна, выполненная в виде металлического радиоволновода, жёсткой коаксиальной линии, объёмного резонатора или плоского металлического листа (экрана), в проводящей поверхности которых прорезаны отверстия (щели), служащие для излучения (или приёма) радиоволн. Излучение происходит в результате возбуждения щелей: в волноводах, резонаторах и коаксиальных линиях - внутренним электромагнитным полем, в плоских экранах - с помощью радиочастотного кабеля, подключенного непосредственно к краям щели. Щ. а. - отличаются сравнительной простотой конструкции; в них могут отсутствовать выступающие части, что в ряде случаев является их существенным преимуществом (например, при установке на летательных аппаратах).

Вопрос 121. Какую роль играет сигнал в радиолокационных технологиях?

Ответ: основой радиолокационного обнаружения, определения координат и их производных, а возможно, и некоторых других характеристик (размеров, формы, физических свойств) объектов является радиосигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектами наблюдения.

Вопрос 122. Что является сигналом в пассивной радиолокации?

Ответ: В пассивной радиолокации сигналом, принимаемым РЛС, является ес-

тественное излучение объектов в радиодиапазоне преимущественно теплового происхождения, поэтому пассивную радиолокацию называют также радиоразведкой и радио-теплолокацией.

Вопрос 123. От каких параметров зондирующего сигнала зависят основные характеристики РЛС?

Ответ: от параметров зондирующего сигнала (энергии, несущей частоты, длительности и ширины спектра) зависят основные характеристики РЛС: дальность действия, точность определения координат и скорости объектов, разрешающая способность, т. е. тот объем информации, который может быть получен при обработке радиолокационного сигнала.

Вопрос 124. Приведите основные типы наземных РЛС?

Ответ:

Вопрос 125. Какие известны методы определения местоположения объекта?

Ответ: В соответствии с видом непосредственно измеряемых координат различают три основных метода определения местоположения объекта: угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный. Широко применяют также комбинированный угломерно-дальномерный метод.

Вопрос 126. Какие зондирующие сигналы используются?

Ответ: По виду зондирующего сигнала: РЛС с непрерывным (немодулированным или частотно-модулированным) и импульсным (некогерентным, когерентно-импульсным с большой и малой скважностью, с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией) излучением;

Вопрос 127. Какова классификация РЭС по числу измеряемых параметров?

Ответ: От числу измеряемых координат: одно-, двух- и трехкоординатные;

Вопрос 128. Какова классификация РЭС по месту установки?

Ответ: По месту установки РЛС: наземные, корабельные, самолетные, спутниковые;

Вопрос 129. Какова классификация РЭС по функциональному назначению?

Ответ: По функциональному назначению РЛС: малогабаритные, переносные РЛС, измерения скорости автомобилей, наземные РЛС систем противовоздушной (ПВО) и противоракетной (ПРО) обороны.

Вопрос 130. Классификация РЭС по способу определения местоположения объекта?

Ответ: По способу определения местоположения объекта: позиционные (угломерные, дальномерные, разностно-дальномерные) и комбинированные, использующие счисление пути интегрированием скорости и ускорения, основанные на обзорно-сравнительных методах местоопределения;

Вопрос 131. Какова классификация параметров (несущего информацию) радиосигнала?

Ответ: По виду несущего информацию и измеряемого системой параметра радиосигнала различают: амплитудные, временные, частотные и фазовые параметры;

Вопрос 132. Классификация РЭС по дальности действия?

Ответ: По дальности действия систем: космические, глобальные, дальней и ближней навигации;

Вопрос 133. Классификация по месту расположения опорных станций?

Ответ: По месту расположения опорных станций (РНТ): системы наземного и

космического с использованием ИСЗ в качестве РНТ базирования.

Вопрос 134. Что такое основные тактические характеристики РЭС?

Ответ: К основным тактическим характеристикам РЭС относят:

1. зону (область) действия или рабочую зону системы, заданную сектором обзора (поиска) по измеряемым параметрам объекта;
2. время обзора (поиска) заданного сектора или скорость обзора;
3. определяемые параметры (координаты), их число и точность измерения;
4. разрешающую способность;
5. пропускную способность;
6. помехозащищенность;
7. надежность.

Вопрос 135. Что такое зона действия РЭС?

Ответ: Зоной действия называют область пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Так, для РЛС обнаружения зоной действия является область пространства, в которой объекты с заданными характеристиками отражения обнаруживаются с вероятностью не меньше заданной.

Вопрос 136. Что такое дальность действия РЭС?

Ответ: Под дальностью действия системы понимают максимальное расстояние, на котором обеспечивается получение заданных показателей системы.

Вопрос 137. Что такое разрешающая способность РЭС?

Ответ: Разрешающей способностью системы называют способность раздельного измерения параметров двух или нескольких близко расположенных в пространстве объектов или раздельного управления ими. Соответственно различают разрешающую способность по дальности и угловым координатам, а также по соответствующим составляющим скорости.

Вопрос 138. Что такое пропускная способность?

Ответ: Пропускная способность характеризуется числом объектов, обслуживаемых системой одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от принципа действия системы и ряда ее тактических и технических параметров и, в частности, рабочей зоны, точности и разрешающей способности

Вопрос 139. Что такое помехозащищенность?

Ответ: Помехозащищенность РЛС и РНС - способность надежного выполнения заданных функций в условиях воздействия непреднамеренных и организованных помех. Помехозащищенность определяется скрытностью работы системы и ее помехоустойчивостью.

Вопрос 140. Что такое скрытность РЭС?

Ответ: Под скрытностью системы понимают показатель, характеризующий трудность обнаружения ее работы и измерения основных параметров излучаемого радиосигнала, а, следовательно, и создания специально организованных (прицельных) помех. Скрытность обеспечивается применением остронаправленного излучения, использованием шумоподобных сигналов с низким уровнем мощности, изменением основных параметров сигнала во времени.

Вопрос 141. Что является количественной оценкой помехоустойчивости РЛС?

Ответ: Количественной оценкой помехоустойчивости РЛС и РНС является отношение сигнала к помехе на входе приемника, при котором погрешность из-

мерения заданного параметра не превосходит допустимой с требуемой вероятностью; для РЛС обнаружения при этом должно обеспечиваться обнаружение сигнала с заданной $p_{по}$ при допустимых значениях вероятности $p_{лт}$ - ложной тревоги.

Вопрос 142. Что такое надежность?

Ответ: Надежность — свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, характеризующих способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки. Это определение надежности по ГОСТ 27002-82 является универсальным и полностью относится к РЛС и РНС и устройствам, из которых они состоят.

Вопрос 143. Что такое разновидности надежности?

Ответ: разновидности надежности:

- аппаратную, связанную с состоянием аппаратуры;
- программную, обусловленную состоянием программ вычислительных устройств, используемых в системе;
- функциональную, т. е. надежность выполнения отдельных функций, возлагаемых на систему, и, в частности, извлечения и обработки информации.

Вопрос 144. Что является основными техническими характеристиками РЭС?

Ответ: Основными техническими характеристиками РЭС являются:

1. метод обзора (поиска) и измерения координат и параметров движения объекта;
2. рабочие частоты, стабильность, мощность, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
3. форма, ширина, коэффициент направленности антенны;
4. чувствительность и полоса пропускания приемного устройства;
5. вид и параметры устройств отображения и съема информации;
6. габариты и масса устройств, составляющих систему, потребляемая ими энергия от источников питания.

Вопрос 145. От чего зависит дальность действия РЭС?

Ответ: Дальность действия РЭС зависит от: коэффициента усиления антенн на излучение и прием, для запросчика и ответчика, соответственно; мощностью излучения запросчиком и ответчиком соответственно; чувствительностью приемника запросчика и ответчика соответственно; длинны волны излучения соответственно запросчика и ответчика.

Вопрос 146. Какие бывают погрешности РЭС?

Ответ: К методическим относятся погрешности, обусловленные допущениями и приближениями при обосновании принципа действия системы и расчете ее характеристик, к инструментальным — погрешности, непосредственно связанные с техническим исполнением измерителя.

Вопрос 147. Каким образом можно уменьшить погрешности измерений?

Ответ: Методические и инструментальные погрешности можно уменьшить путем:

- повышения качества проектирования при использовании более совершенных моделей, применении ЭВМ для моделирования и расчета, переходе от аналоговых к цифровым методам обработки;
- максимального привлечения априорной информации о характеристиках сиг-

налов и помех;

- совместной обработки (комплексирования) данных различных датчиков информации.

Вопрос 148. Приведите главные этапы радиолокационного наблюдения?

Ответ: Главные этапы радиолокационного наблюдения – это обнаружение, измерение, разрешение, распознавание и опознавание.

Вопрос 149. Что такое обнаружение?

Ответ: Обнаружением называется процесс принятия решения о наличии целей с допустимой вероятностью ошибочного решения.

Вопрос 150. Что такое измерение?

Ответ: Измерение позволяет оценить координаты целей и параметры их движения с допустимыми погрешностями.

Вопрос 151. Что такое разрешение?

Ответ: Разрешение заключается в выполнении задач обнаружения и измерения координат одной цели при наличии других, близко расположенных по дальности, скорости и т. д.

Вопрос 152. Что такое распознавание?

Ответ: Распознавание дает возможность установить некоторые характерные признаки цели: точечная она или групповая, движущаяся или групповая и т. д.

Вопрос 153. Что такое опознавание?

Ответ: Опознавание дает возможность установить государственную принадлежность объекта наблюдения.

Вопрос 154. Уравнение дальности в свободном пространстве (т. е. без учета влияния земли и поглощения в атмосфере) для точечной цели устанавливает связь между всеми основными параметрами РЛС.

$$R_{\max} = 4 \sqrt{\frac{P_u D_a S_a S_{\text{эф}}}{(4\pi)^2 P_{n\min}}} \quad \text{где: } P_u - \text{ мощность излучения; } D_a - \text{ коэффициент на-$$

правленного действия антенны; $S_{\text{эф}}$ - эффективная отражающая поверхность цели; $P_{n\min}$ - чувствительность приемника. Что такое S_a - ?

Ответ: S_a - эффективная площадь антенны;

Вопрос 155. Что такое минимальная дальность обнаружения станции?

Ответ: Минимальная дальность обнаружения станции зависит от пределов работы антенной системы по углу места. Она различна для разных частот и определяет величину мертвой зоны. В наземных РЛС при малых углах места реальное значение R_{\min} ограничивается влиянием местных предметов, определяющих углы закрытия, которые, в свою очередь, ограничивают возможность наблюдения низколетящих целей. Если антенная система не вносит ограничений, то минимальная дальность действия РЛС определяется длительностью импульса $t_{\text{и}}$ и временем восстановления антенного переключателя $t_{\text{в}}$.

Вопрос 156. Что такое разрешающая способность по угловой координате?

Ответ: Разрешающая способность по угловой координате (направлению) численно характеризуется минимальным углом (по азимуту или углу места) между направлениями на две равноудаленные относительно РЛС цели, при котором еще возможно их раздельное наблюдение.

Вопрос 157. Что такое вероятность правильного обнаружения?

Ответ: Вероятность правильного обнаружения – вероятность принятия решения о наличии цели при условии, что цель действительно есть.

Вопрос 158. Что такое вероятность ложной тревоги?

Ответ: Вероятность ложной тревоги – вероятность принятия решения о наличии цели при ее отсутствии.

Вопрос 159. Чем определяется скорость вращения антенны?

Ответ: Скорость вращения антенны выбирают с учетом требований в отношении сокращения времени обзора и надежности наблюдения сигналов.

Вопрос 160. Обнаружение сигналов при оптимальной фильтрации обычно сводится к каким операциям?

Ответ: Обнаружение сигналов при оптимальной фильтрации обычно сводится к следующим операциям:

оптимальная фильтрация каждого импульса пакета; амплитудное детектирование; синхронное интегрирование видеосигналов; испытание суммарного сигнала на порог.

Вопрос 161. Пороговая мощность является реальной чувствительностью приемника. Она определяется выражением: $P_{n \min} = k \cdot T \cdot \Delta f \cdot N_{ш} \cdot m_p$ где:

k – постоянная Больцмана, $k = 1.380662 \cdot 10^{-23} \text{J} \cdot \text{K}^{-1}$; T – абсолютная температура, $T = 300 \text{K}$; Δf – полоса пропускания приемника; $N_{ш}$ – коэффициент шума приемника; Что такое m_p – ?

Ответ: m_p – коэффициент различимости.

Вопрос 162. Влияние постоянного затухания α на максимальную дальность действия РЛС определяется выражение: $R'_{\max} = R_{\max} \cdot 10^{-0.05 \cdot \alpha \cdot R'_{\max}}$

где: R'_{\max} – дальность действия РЛС с учетом затухания;

R_{\max} – дальность действия РЛС без учета затухания; Что такое α - ?

Ответ: α - коэффициент затухания, зависящий от длины волны и от интенсивности осадков или от водности облаков.

Вопрос 163. Потенциальная разрешающая способность по дальности вычисляется по формуле: $\Delta R_n = \frac{c \cdot \tau_u}{2}$, что такое c - ?

Ответ: c - скорость распространения электромагнитной волны в вакууме, $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$;

Вопрос 164. Для определения реальной разрешающей способности по дальности необходимо учесть параметры ЭЛТ индикатора:

$\Delta R_u = \frac{dn \cdot R_{\max}}{L}$ где: dn - диаметр пятна, L - длина развертки $L = \frac{D_{\text{Э}}}{2}$, что такое $D_{\text{Э}}$ - ?

Ответ: $D_{\text{Э}}$ - диаметр электронно-лучевой трубки

Вопрос 165. Периодом обзора РЛС $T_{\text{обз}}$ называется интервал времени, необходимый для облучения всех точек зоны обзора станции, и определяется выражением:

$T_{\text{обз}} = \frac{N_{u \min} \cdot \Delta \alpha_{\text{обз}}}{F_n \cdot \theta}$, где: $N_{u \min}$ – минимальное число отраженных от цели импульсов, необходимых для обнаружения цели с заданной вероятностью; $\Delta \alpha_{\text{обз}}$ – сектор обзора в горизонтальной плоскости; F_n – частота повторения зондирующих импульсов; что такое θ - ?

Ответ: θ - ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Вопрос 166. Приведите классификацию методов защиты от активных помех?

Ответ: Большинство технических методов защиты РТС от активных помех основано на различных способах селекции: пространственной, амплитудной, временной, частотной и поляризационной.

Вопрос 167. Приведите классификацию методов защиты от пассивных помех?

Ответ: Методы: селекции движущихся целей, пространственной, амплитудной, временной, частотной и поляризационной.

Вопрос 168. Что такое пространственная селекция?

Ответ: Пространственная селекция предполагает применение передающей и приемной антенн с узкими ДН и малым уровнем боковых лепестков, что затрудняет ведение разведки и создание помех постановщиком, размещенным в стороне от лоцируемого объекта.

Вопрос 169. Что такое амплитудная селекция?

Ответ: Амплитудная селекция защищает приемное устройство от перегрузки помехой, попавшей на его вход, она обеспечивается применением различных типов автоматических регулировок усиления, а также усилителей с расширенным динамическим диапазоном.

Вопрос 170. Что такое временная селекция?

Ответ: Временная селекция достигается путем стробирования приемного устройства РТС на время действия полезного сигнала.

Вопрос 171. Что такое частотная селекция?

Ответ: Частотная селекция основана на различии в расположении спектров сигнала и помехи на шкале частот. Для повышения эффективности частотной селекции применяется перестройка рабочей частоты РТС на основе анализа помеховой обстановки.

Вопрос 172. Что такое поляризационная селекция?

Ответ: Поляризационная селекция использует различие в поляризационных характеристиках полезных и мешающих сигналов.

Вопрос 173. Что такое вторичная обработка?

Ответ: Эффективной мерой борьбы с активными помехами является вторичная обработка, позволяющая прогнозировать поведение цели на время потери контакта с ней за счет действия средств РП, а также комплексирование систем, работающих на основе различных физических принципов или в удаленных друг относительно друга частотных диапазонах. В навигационных системах это комплексирование радионавигационного оборудования и автономных средствчисления; в локационных - совместное применение РЛС, лазерных и пассивных систем.

Вопрос 174. Что такое силы космической разведки и связи?

Ответ: Силы космической разведки и связи обеспечивают:

- своевременное выявление признаков подготовки и начала военных действий;
- предупреждение о ракетно-ядерном нападении;
- обеспечение непрерывной устойчивой связи и боевого управления в интересах высшего военно-политического руководства страны, стратегических ядерных сил, объединений, соединений и частей видов вооруженных сил и родов войск;

- навигационное, гидрометеорологическое, картографическое, топогеодезическое и частотно-временное обеспечение войск.

Вопрос 175. Что включают в себя силы космической разведки и связи?

Ответ: Силы космической разведки и связи включают орбитальную группировку КА (космических аппаратов) различного целевого назначения; средства доступа в космическое пространство с их наземной инфраструктурой; средства управления орбитальной группировкой космических аппаратов.

Вопрос 176. в чем достоинство беспилотных летательных аппаратов?

Ответ: Активное развитие беспилотных летательных аппаратов обусловлено рядом их важных достоинств. Прежде всего, это отсутствие экипажа, относительно небольшая стоимость БПЛА, малые затраты на их эксплуатацию, возможность выполнять маневры с перегрузкой, превышающей физические возможности человека, большие продолжительность и дальность полета из-за отсутствия фактора усталости экипажа и другие преимущества по сравнению с пилотируемой авиацией.

Вопрос 177. Перечислить разведывательные задачи беспилотных летательных аппаратов?

Ответ: Разведывательные задачи беспилотных летательных аппаратов:

- разведка наземных целей;
- разведка воздушных целей и, как разновидность, разведка баллистических целей (боеголовок баллистических ракет), при применении в составе систем противоракетной обороны;
- разведка морских целей;
- разведка местности (как разновидность – разведка мин и минных полей);
- радиационная, химическая и биологическая разведка;
- разведка погоды (метеоразведка);
- радио- и радиотехническая разведка.

Вопрос 178. Перечислить обеспечивающие задачи беспилотных летательных аппаратов?

Ответ: Обеспечивающие задачи беспилотных летательных аппаратов:

- постановка помех радио- и радиотехническим средствам противника, выполнение других задач радиоэлектронной борьбы;
- управление огнем и целеуказание наземным, воздушным и морским огневым средствам;
- оценка результатов нанесенных по противнику ударов;
- ретрансляция сообщений и данных;
- транспортные задачи.

Вопрос 179. Приведите способы управления беспилотных летательных аппаратов?

Ответ: управляемые оператором по линиям (каналам) управления, управляемые автоматически (по программе), с комбинированной системой управления;

Вопрос 180. Приведите состав аппаратуры беспилотных летательных аппаратов?

Ответ: По виду применяемой разведывательной аппаратуры - фото - и видеоразведки в видимой части спектра, радиолокационной разведки, тепловизионной разведки, радио- и радиотехнической разведки, РХБ разведки, разведки погоды (метеоразведки);

Вопрос 181. Какие проблемы по применению беспилотных летательных аппаратов, как носителей средств радиоэлектронного наблюдения?

Ответ: - уязвимость самих каналов передачи данных между БПЛА и пунктом их управления; - организационная и техническая проблема заключается в необходимости совместного применения группировки БПЛА в единых боевых порядках, а также совместно с пилотируемыми летательными аппаратами.

Вопрос 182. Как решается проблема уязвимость каналов передачи данных между беспилотным летательным аппаратом и пунктом их управления?

Ответ: через спутниковые каналы как наиболее устойчивые и надежные.

Вопрос 183. За счет чего достигается требуемый уровень радионавигационного обеспечения в России?

Ответ: Требуемый уровень радионавигационного обеспечения в России достигается за счёт:

- повышения эффективности использования отечественных систем и средств радионавигации;
- создания и внедрения новых систем и средств радионавигации с более высокими тактико-техническими характеристиками;
- совместного взаимовыгодного использования объединённых отечественных и зарубежных радионавигационных систем.

Вопрос 184. Каковы требования, предъявляемые к радионавигационному обеспечению при решении народнохозяйственных и оборонных задач?

- Ответ: 1. экономические требования, которые в общем виде включают требования минимизации затрат на разработку, производство и эксплуатацию радионавигационных систем и средств при получении наибольшего экономического эффекта в результате их применения;
2. организационные требования, связанные с обеспечением функционирования радионавигационных систем и средств в пределах заданных технических характеристик;
3. технические требования, представляющие собой совокупность характеристик и показателей, обеспечивающих решение потребителями различных задач.

Вопрос 185. Приведите экономические требования, предъявляемые к радионавигационному обеспечению при решении народнохозяйственных и оборонных задач?

Ответ: экономические требования, которые в общем виде включают требования минимизации затрат на разработку, производство и эксплуатацию радионавигационных систем и средств при получении наибольшего экономического эффекта в результате их применения;

Вопрос 186. Приведите организационные требования, предъявляемые к радионавигационному обеспечению при решении народнохозяйственных и оборонных задач?

Ответ: организационные требования, связанные с обеспечением функционирования радионавигационных систем и средств в пределах заданных технических характеристик

Вопрос 187. Что такое параметры сигнала?

Ответ: длительность, динамический диапазон, эффективная ширина спектра, объем сигнала, база сигнала.

Вопрос 188. Что такое динамический диапазон?

Ответ: Динамический диапазон D_c выражается в дБ и характеризует радиосистему по способности пропустить с допустимыми искажениями сильные и сла-

бые входные сигналы $D_c = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$

Вопрос 189. Что такое объем сигнала?

Ответ: Объем сигнала $V_c = T_c \Delta F_c D_c$.

Вопрос 190. Что такое база сигнала?

Ответ: База сигнала $B_c = T_c \Delta F_c$.

Вопрос 191. Что такое методы разнесенного приема?

Ответ: Для увеличения достоверности приёма информации используют разнесённый приём. Это по сути дела многократный приём одного и того же сигнала передаваемой информации. Существует несколько методов разнесённого приёма:

- пространственный разнос, при котором антенны (обычно приёмные) разносятся в пространстве на расстояние не менее десяти длин волн принимаемого сигнала;
- частотное разнесение;
- временное разнесение;
- поляризационное разнесение;
- разнос по отдельным лучам диаграммы направленности антенн (это, по сути дела, тоже пространственный разнос).

Вопрос 192. Чем отличаются когерентные и некогерентные последовательности импульсов?

Ответ: Различают два вида последовательностей радиоимпульсов: когерентная и некогерентная. Когерентная - такая последовательность радиоимпульсов, в которой начальные фазы равны или связаны между собой. Когерентные последовательности радиоимпульсов формируют следующим образом: сначала генерируют непрерывные гармонические колебания, а затем вырезают радиоимпульсы. Некогерентная последовательность радиоимпульсов имеет случайные начальные фазы радиоимпульсов. В качестве передатчика такой последовательности используется магнетронный генератор высокой частоты с импульсным модулятором.

Вопрос 193. Что такое энтропия?

Ответ: Энтропия в теории информации представляется как мера неопределённости какого-либо опыта (испытания), который может иметь разные исходы. Так же можно определить, что энтропия - это мера неопределённости дискретного источника сообщения.

Вопрос 194. Что такое производительность источника информации?

Ответ: Производительность источника $H'(A)$ определяется выражением $H'(A) = V \cdot H(A)$ [бит/с], где V - скорость передачи символов; $H(A)$ - энтропия источника сообщения.

Вопрос 195. Что такое пропускная способность связи?

Ответ: Пропускная способность связи «С» определяется выражением $C = V_{\max} [H(A) - H(A|B)]$ бит/с, где $H(A|B)$ - условная энтропия, характеризующая потерю информации вследствие наличия помех в канале связи.

Вопрос 196. Виды модуляции?

Ответ: амплитудная, импульсная, частотная, угловая, пространственная, ампли-

тудно-модулированные импульсные последовательности, широтно-модулированные импульсные последовательности, фазомодулированные импульсные последовательности, импульсно-кодированная модуляция.

Вопрос 197. Приведите четыре основных метода определения местоположения объекта?

Ответ: Используются четыре основных метода определения местоположения объекта: угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный и комбинированный угломерно-дальномерный метод.

Вопрос 198. Чем отличается рекурсивный фильтр от нерекурсивного?

Ответ: наличием цепи обратной связи.

Вопрос 199. Какой фильтр отсутствует: низкочастотный, полосовой, высокочастотный, гребенчатый?

Ответ: режекторный.

Вопрос 200. Что такое радиорелейная связь?

Ответ: Радиорелейная связь - (от радио... и франц. relais - промежуточная станция), радиосвязь, осуществляемая при помощи цепочки приёмо-передающих радиостанций, как правило, отстоящих друг от друга на расстоянии прямой видимости их антенн. Каждая такая станция принимает сигнал от соседней станции, усиливает его и передаёт дальше - следующей станции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиотехнические системы: Учебн. Для вузов/Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.:Высш.шк., 2001. - 496с
2. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте.— М.: ВК, 2003.
3. Васин В.В. Методы измерения координат и радиальной скорости объектов в радиотехнических измерительных системах. Конспект лекций. - М.: МИЭМ 1975г.
4. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств.— М.: Радио и связь, 1986.
5. Пестряков В. Б., Кузнецов В.Д. Радиотехнические системы.— М.: Радио и связь, 1985.
6. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/ П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова.—М.: Советское радио, 1975.
7. Протопопов В. В., Устинов Н. Д. Инфракрасные лазерные локационные системы.— М.: Воениздат, 1987.
8. Пупков К.А., Неусыпин К.А. Вопросы теории и реализации систем управления и навигации.– М.: Биоинформ, 1998.– 368 с.
9. Теоретические основы радиолокации/А. А. Коростелев, А. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича — М.: Советское радио, 1978.
10. Технические методы и средства защиты информации/Ю.Н. Максимов, В.Г. Сонников, В.Г. Петров и др. - СПб.: ООО Изд-во Полигон, 2000. – 320 с.
11. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов.— М.: Радио и связь, 1983.
12. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника.— М.: Советское радио, 1978.
13. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации.— М.: Радио и связь, 1983.
14. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов.— М.: Советское радио, 1974.
15. Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации.— М.: Радио и связь, 1985.
16. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации.- М.: ЭКО – TRED3, 2000.-268 с.
17. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (интерфейсный контрольный документ).- Четвертая редакция.- 1998.- 57 с.
18. <http://www.inventors.ru/index.asp?mode=603>
19. Бакулев П. А., Степан В. М. Методы и устройства селекции

движущихся целей.— М.: Радио и связь, 1986.

20. Бурдик В.С. Анализ гидроакустических систем: Пер. с англ. – Л.: Судостроение, 1988.–392 с. - (Библиотека инженера-гидроакустика).

21. Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с. – (Статистическая теория связи).

22. Гусев В.Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. – Л.: Судостроение, 1988. – 264 с. - (Библиотека инженера-гидроакустика).

23. Патент Российской Федерации, №2064692, МПК G 01 S 7/32. Способ определения направления на источник излучения и устройство для его осуществления/ С.Н. Павликов и др.

24. Патент Российской Федерации, №2059608, МПК G 01 S 7/32. Способ определения направления на источник излучения и устройство для его осуществления/ С.Н. Павликов и др.

25. Свидетельство на полезную модель Российской Федерации, № 44677, МПК G 01 S 7/32. Устройство цифрового формирования отклика приемной антенны/ С.Н. Павликов и др.

26. Свидетельство на полезную модель Российской Федерации, № 44678, МПК G 01 S 7/32. Устройство цифрового формирования отклика приемной антенны/ С.Н. Павликов и др.

27. Павликов С.Н., Потапов А.С., Убанкин Е.И. Сравнительная оценка способов определения угловых координат //37-я Всеросс. межвуз. научн. -техн. конф.: Сб. докл. – Владивосток, МО РФ, ТОВВМУ, 1994. – Т.1. – Ч.1. – С. 161 – 162.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

Нормативные документы

1. ГОСТ 26104-89 Средства измерений электронные. Технические требования в части безопасности. Методы испытаний.
2. ГОСТ 2.105-95 ЕСКД. Общие требования к текстовым документам.
3. ГОСТ 22261-94 Средства измерений электрических и магнитных величин.
4. ГОСТ 25565-88 Приборы электронные измерительные. Документация, поставляемая с электронными измерительными приборами.
5. ГОСТ Р 50799-96 Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость технических средств радиосвязи к электростатическим разрядам, импульсным помехам и динамическим изменениям напряжения сети электропитания. Требования и методы испытаний.
6. ГОСТ Р 51318.22-99 (СИСПР 22-97) Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от оборудования информационных технологий. Нормы и методы испытаний.
7. ГОСТ Р 51317.4.4-99 (МЭК 61000-4-4-95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным

помехам. Требования и методы испытаний.

8. ГОСТ Р 51317.4.2-99 (МЭК 61000-4-2-95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний.

9. ГОСТ Р 51317.4.11-99 (МЭК 61000-4-11-94) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к динамическим изменениям напряжения электропитания. Требования и методы испытаний.

10. ГОСТ Р 51317.4.5-99 (МЭК 61000-4-5-95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний.

11. ОСТ 45.02-97 Отраслевая система сертификации. Знак соответствия. Порядок маркирования технических средств электросвязи.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

Деление всего диапазона радиоволн на меньшие диапазоны.

Название поддиапазона	Длина волны, <i>м</i>	Частота колебаний, <i>Гц</i>
Сверхдлинные волны	более 10^4 <i>м</i>	менее 3×10^4
Длинные волны	10^4 — 10^3 <i>м</i>	3×10^4 — 3×10^5
Средние волны	10^3 — 10^2 <i>м</i>	3×10^5 — 3×10^6
Короткие волны	10^2 — 10 <i>м</i>	3×10^6 — 3×10^7
Метровые волны	10 — 1 <i>м</i>	3×10^7 — 3×10^8
Дециметровые волны	1 — $0,1$ <i>м</i>	3×10^8 — 3×10^{10}
Сантиметровые волны	$0,1$ — $0,01$ <i>м</i>	3×10^{10} — 3×10^{11}
Миллиметровые волны	$0,01$ — $0,001$	3×10^{11} — 6×10^{12}
Субмиллиметровые волны	10^{+3} — $5 \times 10^{+5}$	-----

Диапазон радиочастот

Наименование диапазона		Границы диапазонов
основной термин	параллельный термин	
1-й диапазон частот	Крайне низкие КНЧ	3—30 Гц
2-й диапазон частот	Сверхнизкие СНЧ	30—300 Гц
3-й диапазон частот	Инфранизкие ИНЧ	0,3—3 кГц
4-й диапазон частот	Очень низкие ОНЧ	3—30 кГц
5-й диапазон частот	Низкие частоты НЧ	30—300 кГц
6-й диапазон частот	Средние частоты СЧ	0,3—3 МГц
7-й диапазон частот	Высокие частоты ВЧ	3—30 МГц
8-й диапазон частот	Очень высокие ОВЧ	30—300 МГц
9-й диапазон частот	Ультравысокие УВЧ	0,3—3 ГГц
10-й диапазон частот	Сверхвысокие СВЧ	3—30 ГГц
11-й диапазон частот	Крайне высокие КВЧ	30—300 ГГц
12-й диапазон частот	Гипервысокие ГВЧ	0,3—3 ТГц

Диапазон радиоволн

Наименование диапазона		Границы диапазонов
основной термин	параллельный термин	
1-й диапазон частот	Декаметровые	100—10 Мм
2-й диапазон частот	Метровые	10—1 Мм
3-й диапазон частот	Гектокилометровые	1000—100 км
4-й диапазон частот	Мириаметровые	100—10 км
5-й диапазон частот	Километровые	10—1 км
6-й диапазон частот	Гектометровые	1—0,1 км
7-й диапазон частот	Декаметровые	100—10 м
8-й диапазон частот	Метровые	10—1 м
9-й диапазон частот	Дециметровые	1—0,1 м
10-й диапазон частот	Сантиметровые	10—1 см
11-й диапазон частот	Миллиметровые	10—1 мм
12-й диапазон частот	Децимиллиметровые	1—0,1 мм