

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА»  
(САМАРСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

*Б.А. НИКОЛЬСКИЙ*

# ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Рекомендовано редакционно-издательским советом федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева» в качестве учебника для студентов, обучающихся по основной образовательной программе высшего образования по направлению подготовки 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы

САМАРА  
Издательство Самарского университета  
2018

УДК 621.38(075)  
ББК 32.844я7  
Н641

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В.М. Гречишников;  
вед. специалист АО «НИИ «Экран» В.Г. Белозёров

*Никольский, Борис Аркадьевич*  
Н 641 **Основы радиоэлектронной борьбы:** учебник / *Б.А. Никольский.* –  
Самара: Изд-во Самарского университета, 2018. – 268 с.: ил.

**ISBN 978-5-7883-1348-1**

Рассмотрены основные методы разведки радиоэлектронных средств. Изложены методы создания различных видов активных и пассивных помех и приведены примеры используемых для этого средств: активных ретрансляторов, ложных целей, радиолокационных ловушек и т.п. Рассмотрены основные методы контррадиопротиводействия, повышающие помехозащищённость радиотехнических систем и позволяющие уменьшить эффективность воздействия различных естественных и умышленно создаваемых помех.

В тексте использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Для облегчения понимания излагаемого материала учебник иллюстрирован большим количеством рисунков.

Учебник предназначен для студентов института электроники и приборостроения СГАУ, обучающихся по направлению подготовки 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы и может быть полезен для других радиотехнических направлений подготовки. Разработан на кафедре радиотехники.

УДК 621.38(075)  
ББК 32.844я7

ISBN 978-5-7883-1348-1

© Самарский университет, 2018

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Список условных сокращений.....</b>	<b>5</b>
<b>Введение .....</b>	<b>7</b>
<b><i>Глава 1 Методы и средства радиотехнической разведки.....</i></b>	<b>10</b>
1.1 Назначение и основные задачи, решаемые радиотехнической разведкой .....	10
1.2 Элементы теории оптимального обнаружения радиосигналов.....	14
1.3 Виды сигналов, принимаемых средствами РТР .....	25
1.4 Разделение сигналов .....	28
1.5 Измерение несущей частоты сигналов.....	34
1.6 Определение направления на источники излучения .....	41
1.7 Определения местоположения источников излучения.....	65
<b><i>Глава 2 Методы и средства радиопротиводействия .....</i></b>	<b>73</b>
2.1 Общие сведения о методах и средствах радиопротиводействия.....	73
2.2 Активные помехи РТС, работающим в режимах обзора пространства .....	92
2.3 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по направлению ....	114
2.4 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по дальности .....	135
2.5 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по скорости.....	147
2.6 Пассивное радиоподавление с помощью дипольных отражателей .....	158
2.7 Ложные цели.....	165
2.8 Пассивные переизлучатели .....	174
2.9 Снижение эффективной поверхности рассеяния объектов .....	182
2.10 Изменение свойств среды распространения электромагнитных волн.....	191
2.11 Комплексирование активных и пассивных методов радиоподавления .....	196
2.12 Перспективы развития средств радиоэлектронного подавления .....	204

<b>Глава 3 Методы и средства защиты радиоэлектронных систем.....</b>	<b>210</b>
3.1 Общие сведения о методах и средствах защиты РЭС.....	210
3.2 Компенсация радиопомех.....	211
3.3 Защита приёмных каналов от перегрузок .....	214
3.4 Цифровые методы передачи информации .....	218
3.5 Защита информации.....	229
3.6 Поляризационная селекция .....	235
3.7 Пространственная селекция .....	239
3.8 Амплитудная селекция .....	249
3.9 Временная селекция.....	251
3.10 Частотная селекции .....	255
3.11 Комплексирование измерителей навигационных параметров .....	257
3.12 Защита РТС от электростатических помех и грозových разрядов.....	261
<b>Библиографический список.....</b>	<b>264</b>

## СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- А – приёмно-передающая антенна.  
АД – амплитудный детектор.  
АМ – амплитудная модуляция.  
АП – антенный переключатель.  
А<sub>п</sub> – антенна передающая.  
А<sub>пр</sub> – антенна приёмная.  
АПЧ – автоматическая подстройка частоты.  
АРУ – автоматическая регулировка усиления.  
АСД – автоматическое сопровождение целей по дальности.  
АСН – автоматическое сопровождение целей по направлению.  
АСС – автоматическое сопровождение целей по скорости.  
АУС – анализатор уровня сигнала.  
АЧ – анализатор частоты.  
АЧМ – амплитудно-частотная модуляция.  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.  
ВР – временной различитель.  
ВУ – видеоусилитель.  
ВхУ – входное устройство.  
ВЦ – входная цепь.  
Г – гетеродин.  
ГВЧ – генератор высоких частот.  
ГГК – генератор гармонических колебаний.  
ГЗОС – генератор с запаздывающей обратной связью.  
ГМК – генератор модулирующих колебаний.  
ГНЧ – генератор низких частот.  
ГП – генератор поиска.  
ГПН – генератор пилообразного напряжения.  
ГСИ – генератор селекторных импульсов.  
ГСН – головка самонаведения.  
ГУН – генератор управляющего напряжения.  
ГШ – генератор шума.
- ЗАК – зенитный артиллерийский комплекс.  
ЗУР – зенитная управляемая ракета.  
ИУ – исполнительное устройство.  
ИШ – источник шума.  
К – коммутатор.  
КОМ – компенсатор.  
КП – командный пункт.  
Кп – коэффициент подавления.  
КРЛ – командная радиолиния.  
ЛА – летательный аппарат.  
ЛБВ – лампа бегущей волны.  
ЛЗ – линия задержки.  
ЛОВ – лампа обратной волны.  
ЛС – линия связи.  
ЛЦ – ложная цель.  
НИ – накопитель импульсов.  
НЧШ – низкочастотные шумы.  
ОГ – ограничитель.  
ОДО – облако дипольных отражателей.  
ОУ – оконечный усилитель.  
П – передатчик.  
ПВО – противоздушная оборона.  
ПП – постановщик помех.  
Пп – передатчик помех.  
Ппс – плотность потока мощности помеховых сигналов.  
Пр – приёмник.  
Пс – плотность потока мощности отраженных сигналов.  
ПУ – предварительный усилитель.  
ПФ – полосовой фильтр.  
Пс – плотность потока мощности сигналов облучения.  
Р – ракета.  
РПД – радиопротиводействие.  
РСН – равносигнальное направление.  
РСП – равносигнальная плоскость.  
РТС – радиотехническая система.  
РФ – режекторный фильтр.  
РЭС – радиоэлектронное средство.  
С – синхронизатор.  
СВЗ – схема временной задержки.  
СВЧ – сверхвысокие частоты.

СЗ – схема захвата.  
СЗЧ – система запоминания частоты.  
СКП – система комплексной перестройки.  
СМ – смеситель.  
СП – система поиска.  
СПЗ – система поиска и захвата.  
СС – схема суммирования.  
СУЗ – система управляемой задержки.  
СЧС – скользящая частота сканирования.  
УВЧ – усилитель высокой частоты.  
УГ – управляющий генератор.  
УПЧ – усилитель промежуточной частоты.  
УУ – устройство управления.

УУПЧ – узкополосный усилитель промежуточной частоты.  
Ф – фильтр.  
ФВ – фазовращатель.  
ФМС – формирователь модулирующих сигналов.  
ФЦ – формирующая цепь.  
ХИП – хаотические импульсные помехи.  
Ц – цель.  
ЧД – частотный детектор.  
ЧМ – частотная модуляция.  
ЭВП – электро-вакуумный прибор.  
Эп – энергетический потенциал станции помех.  
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния.  
ЭЦ – энергетический центр.

## ВВЕДЕНИЕ

Основу систем управления войсками и оружием во всех видах вооружённых сил современных государств в настоящее время составляют радиоэлектронные средства (РЭС). Наиболее широко такие средства используются в авиации, в войсках противовоздушной и противоракетной обороны, на флоте. Современные радиоэлектронные комплексы управления ракетным и ствольным оружием значительно повысили вероятность поражения любых летательных аппаратов, надводных судов и наземных объектов.

История развития человечества показывает, что появление новых средств нападения приводит к необходимости создания средств борьбы с ними, средств защиты. Так как радиоэлектронные средства могут быть обнаружены по излучению, то их работе может быть оказано радиопротиводействие (РПД), т.е. противодействие радиотехническими методами. В современных условиях РПД является одним из важнейших видов обеспечения боевых действий авиации, флота, сухопутных войск.

В силу логики вооружённой борьбы развитие методов и средств РПД породило контррадиопротиводействие, в задачу которого входит разработка методов и средств снижающих эффективность РПД, обеспечивающих получение информации с помощью радиоэлектронных средств в условиях радиопротиводействия и затрудняющих противнику организацию и применение средств РПД.

Для разработки методов и средств РПД и их эффективного применения необходимо знать технические и тактические характеристики радиоэлектронных систем эвентуального противника, принципы работы этих систем, их местоположение в моменты создания помех при радиоподавлении, тенденции совершенствования и развития этих систем и ряд других факторов. Такую информацию получают с помощью различных видов разведки.

Комплексное использование методов и средств разведки, радиопротиводействия и контррадиопротиводействия называют радиоэлектронной борьбой. Успех в такой борьбе достигается превосходством над противником в количестве и качестве радиоэлектронной техники, умением её боевого применения, обеспечением скрытности работы и внезапности действия.

В первой главе учебника рассмотрены физические основы методов приёма и анализа сигналов с помощью аппаратуры радиотехнической разведки (РТР).

Во второй главе рассмотрены физические основы методов РПД и приведено структурное построение некоторых средств создания активных и пассивных помех в основном применительно к защите летательных аппаратов (ЛА) различного назначения. Однако большинство методов может быть использовано и для защиты других объектов наземного и надводного базирования. Приведены некоторые аспекты тактики применения средств РПД.

В третьей главе приведены сведения о методах и средствах защиты радиоэлектронных средств от воздействия помеховых сигналов различного происхождения, о методах снижения радиолокационной контрастности защищаемых ЛА, комплексирования средств РПД и другие вопросы радиоэлектронной защиты.

В учебнике использован относительно простой математический аппарат и главное внимание обращено на физическую сторону рассматриваемых явлений и процессов. Однако приведённые математические выражения позволяют при необходимости произвести количественную оценку многих параметров аппаратуры, в которой используются рассматриваемые методы радиоэлектронной борьбы.

Содержательный материал учебника базируется на знаниях, которые студенты приобрели в предыдущие годы учёбы, в том числе и в школе, при изучении физики, математики, теоретических основ электротехники, основ радиотехники и ряда других дисциплин.

Для облегчения понимания излагаемого материала учебник иллюстрирован большим количеством рисунков. Многолетний педагогический опыт автора показывает, что при такой форме изложения студенты значительно глубже и прочнее усваивают теоретический материал. С этой же целью в конце каждой главы приведены вопросы для самоконтроля.

Учебник рекомендован редакционно-издательским советом СГАУ в качестве учебника для студентов института электроники и приборостроения, обучающихся по направлению подготовки специалистов «Радиоэлектронные системы и комплексы» по дисциплине «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы».

Специфика комплексной проблемы радиоэлектронной борьбы такова, что не все её аспекты могут излагаться с достаточной степе-

нию подробности в общедоступной литературе. В связи с этим литературы по вопросам радиоэлектронной борьбы очень мало.

В данном учебнике использованы материалы только открытых публикаций в отечественной и зарубежной печати.

Автор выражает искреннюю благодарность доктору технических наук, профессору В.М.Гречишникову и ведущему специалисту АО «НИИ «Экран» В.Г.Белозёрову за рецензирование учебника и за полезные советы, способствовавшие его улучшению.

# **Глава 1 МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ**

## **1.1 Назначение и основные задачи, решаемые радиотехнической разведкой**

Для разработки методов и средств РПД и их эффективного применения необходимо знать технические и тактические характеристики радиоэлектронных систем эвентуального противника, принципы работы этих систем, их местоположение в моменты создания помех при радиоподавлении, тенденции совершенствования и развития этих систем и ряд других факторов. Такую информацию получают с помощью различных видов разведки. Например, широко применяемое фотографирование в целях разведки позволяет получить довольно подробные сведения о внешнем виде и дислокации объектов. Дешифрирование фотоснимков и привязка их к картам местности позволяет с достаточно большой точностью определять местоположение объектов и организовать их эффективное физическое уничтожение. По внешнему виду и размерам антенн радиоэлектронных систем иногда можно судить об их назначении и некоторых технических данных. Однако фотографирование не даёт информации о характере излучаемых сигналов и режимах работы РЭС. Именно такая информация необходима для эффективного создания РПД. Информацию о параметрах излучаемых сигналов, о режимах работы РЭС в большинстве случаев получают с помощью аппаратуры радиотехнической разведки (РТР). Поэтому одним из основных назначений РТР является приём и анализ сигналов, излучаемых радиоэлектронными средствами эвентуального противника.

По характеру получаемых данных и порядку их использования РТР разделяют на стратегическую и тактическую.

Стратегическая разведка ведётся непрерывно систематическим приёмом всех сигналов различных РЭС противника. Основная задача стратегической разведки заключается в наблюдении за вооружёнными силами противника в целом, получения информации об их количественном и качественном составех, о местоположении радиоэлектронных средств, режимах их работы, выявление стратегии и тактики применения радиоэлектронных средств противником. Такая разведка

связана с продолжительным накоплением и обработкой разведанных. Полученная информация используется в интересах стратегического планирования боевых операций.

Тактическая разведка получает информацию непосредственно в ходе боевых действий. Эта информация может быть использована для решения многих текущих задач в процессе данной боевой операции.

Если разведывательная аппаратура размещена на летательном аппарате, то основными задачами тактической разведки являются:

- оповещение экипажа об облучении радиоэлектронными средствами противника;
- приём и оперативный анализ сигналов облучения;
- опознавание образов конкретных РЭС;
- определение местоположения РЭС.

Основным критерием построения аппаратуры РТР для опознавания образов является то, что назначение многих РТС в большой мере определяются их основными параметрами и характеристиками. Это вид излучаемых сигналов, рабочие частоты, мощность излучения, параметры модуляции, характеристики антенных устройств и т.д. Такую информацию часто называют опознавательными признаками. Она определяет так называемый «электронный почерк» конкретной системы и позволяет установить связь между сигналами излучения РТС и возможным её применением. После анализа и сравнения полученных данных с характеристиками априори известных РТС, можно сделать вывод о назначении системы.

Одной из важнейших задач тактической разведки является управление средствами РПД и оптимизация параметров излучаемых средствами РПД сигналов. Решение этой задачи можно разложить на следующие этапы:

- определение необходимости подавления РЭС, облучающих объект защиты;
- ранжировка подавляемых средств по критерию опасности;
- определение набора конкретных видов РПД;
- выбор режимов работы аппаратуры РПД.

Высокая насыщенность современных систем ПВО радиоэлектронными средствами приводит к необходимости рассматривать проблемы РТР с применением теории массового обслуживания. Это позволяет решать следующие задачи:

1. По заданным параметрам потока информации, поступающего на вход разведывательного устройства, и заданной вероятности разведки возможно определить минимально необходимое число каналов разведки и максимально допустимое значение среднего времени обработки принятого сигнала в одном канале.

2. Для заданного разведывательного устройства и заданной вероятности радиотехнической разведки возможно определить максимальное число разведываемых средств противника и определить пропускную способность станции РТР, согласовав её с потоком разведываемых сигналов.

Важными характеристиками радиотехнического устройства как средства обслуживания является время приёма и время анализа сигналов, т.е. время обслуживания. В виду наличия собственных шумов в разведывательном устройстве и случайных внешних воздействий на приёмник время обслуживания будет, вообще говоря, случайной величиной. Оно будет определяться вероятностью правильного обнаружения сигнала облучения в шумах и вероятностью опознавания образа разведываемого средства.

Различают два основных вида систем массового обслуживания: системы обслуживания с отказами и системы обслуживания с ожиданием.

В системах обслуживания с отказами заявка, пришедшая в момент, когда система занята, не обслуживается ни в данный момент времени, ни в последующие. Применительно к РТР это означает, что разведываемое средство не будет обнаружено, если его сигналы поступают в систему обслуживания в тот момент, когда в ней обрабатывается сигнал другого радиоэлектронного средства. Практически отмеченное обстоятельство может иметь место в случае кратковременной работы РТС облучения. Это, например, системы передачи разовых команд.

Однако значительное количество РЭС, подлежащих разведке, работают продолжительное время. К ним можно отнести РТС дальнего обнаружения и распределения целей, РТС радиоуправления оружием в режиме сопровождения и т.д. Поэтому разведка устройств подобного рода может рассматриваться в плане теории систем массового обслуживания с ожиданием.

В общем виде процесс радиотехнической разведки можно представить в виде двух основных операций.

Первая операция обеспечивает преобразование множества входных сигналов в множества параметров и признаков, которые называются векторами признаков. Они характеризуют образ разведываемых средств.

Вторая операция определяет соответствие вектора признаков образам конкретных РЭС. К этой же операции можно отнести и оценку параметров разведываемых средств. Как правило, эти параметры преобразуются к виду, удобному для наблюдения оператором, который каким-либо образом их регистрирует, или к виду, пригодному для автоматической фиксации и преобразованию в ЭВМ (например кодированию).

Чтобы построить вектор признаков, соответствующий образу разведываемого средства в процессе разведки, требуется достаточно большое время. Очевидно, что чем больше времени будет затрачено на формирование вектора признаков, тем больше вероятность правильного решения об образе РЭС. Однако увеличение времени на опознавание образа уменьшает пропускную способность станции разведки и тем самым увеличивает вероятность пропуска сигналов других разведываемых средств.

Желательно, чтобы система РТР обеспечивала возможность приёма и анализа новой информации, связанной с применением более совершенной техники или новых методов применения известных радиосистем. Это требование создаёт серьёзные конструкторские трудности при разработке средств РТР.

Кроме того, в процессе разведывательных операций желательно обнаруживать признаки ведущихся эвентуальным противником разработок новых радиоэлектронных средств, находящихся в стадии лабораторных исследований или в стадии испытаний, т.е. раньше, чем они будут запущены в серийное производство и найдут широкое применение в войсках. Это обеспечит достаточное время для необходимого анализа их основных характеристик и возможного эффекта действия в случае принятия на вооружение и значительно уменьшит фактор внезапности при боевом применении.

Реализация средств РТР значительно осложняется тем, что противник, как правило, применяет все возможные меры к повышению скрытности работы своих радиосредств. К этим мерам относятся:

- применение остронаправленного излучения;
- перестройка несущей частоты;
- максимальное сокращение времени излучения.
- маскировка рабочего излучения ложным и т.д.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. В чём заключается основное назначение радиотехнической разведки?
2. Дайте характеристику стратегическому и тактическому видам разведки/
3. Сформулируйте основные задачи тактической радиоразведки.
4. Какие факторы влияют на время обслуживания в системе РТР?
5. Назовите основные операции, характеризующие процесс радиоразведки.
6. Какие меры применяют для повышения скрытности работы радиосредств?

## **1.2 Элементы теории оптимального обнаружения радиосигналов**

### ***Критерии оптимального обнаружения***

Первая задача, возникающая при приёме сигналов радиотехническими системами, заключается в установлении факта наличия сигнала в принятом колебании. Эта задача называется задачей обнаружения.

Задача обнаружения сводится к отысканию определённой системы правил, позволяющих решить, содержит ли принятое колебание полезный сигнал или нет. Для этого необходимо провести анализ принятого колебания, который по совокупности признаков дал бы возможность отличить аддитивную смесь полезного сигнала и помехи от чистой помехи. Такой анализ позволяет уменьшить число ошибочных решений, но не исключает их полностью.

Для успешного решения задачи обнаружения необходимо располагать некоторыми априорными сведениями о полезном сигнале и помехах и по возможности полнее использовать эти сведения при анализе принятого колебания.

Принимаемый сигнал называется известным точно или полностью известным, если для любого момента времени можно указать значения его параметров. В реальных условиях параметры принимаемых сигналов являются случайными величинами, значения которых изменяются под воздействием многочисленных факторов (изменение дальности, состояние среды распространения, особенности объекта взаимодействия и т.п.). Поэтому реальные сигналы называются сигналами со случайными параметрами и оптимальная обработка таких

сигналов является статистической задачей. Для решения такой задачи необходимо выполнить два последовательных этапа: вычисление апостериорного распределения вероятностей принятого сообщения и принятие решения на основе анализа этого распределения. Реализацию первого этапа осуществляют с помощью критериев оптимального обнаружения. Таких критериев много. Мы рассмотрим некоторые наиболее часто используемые критерии оптимального обнаружения. Сформулируем обобщённое определение критерия.

Критерием оптимального обнаружения называется правило, по которому из всех возможных обнаружителей можно выбрать наилучший.

При анализе принятого сигнала допустимы только два решения: «сигнал есть» или «сигнала нет». Любые другие решения исключаются.

Если сигнал действительно имеется на входе приёмного канала системы, то решение об его наличии называется правильным обнаружением. Вероятность такого решения обозначим  $P_{по}$ .

При наличии сигнала на входе может быть принято ошибочное решение об его отсутствии (сигнал замаскирован шумовой помехой). Такое решение называется пропуском сигнала. Обозначим вероятность такого решения  $P_{п}$ .

Оба события образуют полную группу несовместимых событий, поэтому справедливо равенство

$$P_{по} + P_{п} = 1. \quad (1.1)$$

Примером двух равновероятных несовместимых событий является метание монеты, когда результатом может быть либо орёл, либо решка.

Если на входе приёмного канала системы сигнала нет, то решение об его отсутствии называется правильным необнаружением. Такому решению соответствует вероятность  $P_{пн}$ .

Ошибочное решение о наличии сигнала на входе приёмника называется ложной тревогой. Такое решение характеризуют вероятностью  $P_{лт}$ .

Оба рассмотренных события также составляют полную группу несовместимых событий, т.е.

$$P_{пн} + P_{лт} = 1. \quad (1.2)$$

Из четырёх рассмотренных вероятностей, характеризующих всю совокупность возможных событий, независимыми являются только два. Чаще всего в качестве независимых используют вероятности  $P_{по}$  и  $P_{лт}$ . Определив эти вероятности можно однозначно определить и две другие.

Если принять, что априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала на входе приёмного канала равны соответственно  $P(c)$  и  $P(o)$ , то полные вероятности правильного решения  $P_{пр}$  и ошибочного решения  $P_{ош}$  при обнаружении будут равны

$$P_{пр} = P(c) P_{пo} + P(o) P_{пн} ; \quad (1.3)$$

$$P_{ош} = P(c) P_{п+} + P(o) P_{лт} . \quad (1.4)$$

Сумма полных вероятностей будет равна

$$P_{пр} + P_{ош} = 1 \quad (1.5)$$

Естественно, чтобы в этой сумме вероятность правильного решения стремилась к единице, а вероятность ошибочного решения – к нулю. Однако выполнить это требование трудно, поэтому реальные оптимальные обнаружители проектируют таким образом, чтобы минимизировать ошибочное решение.

Выбор критериев оптимальности и минимизация ошибочного решения во многом зависят от тактических задач, решаемых системой, от наличия, достоверности и полноты априорных сведений о сигнале и помехах, от цены или веса того или иного ошибочного решения и ряда других факторов. В некоторых системах пропуск сигнала или ложная тревога одинаково опасны, т.е. цена или вес этих ошибок одинаковы. В таких системах в качестве критерия оптимальности выбирают минимальное значение полной ошибки

$$P_{ош} = P(c) P_{п+} + P(o) P_{лт} = \min . \quad (1.6)$$

Такой критерий называется критерий минимума полной ошибки. Иногда его называют критерием идеального наблюдателя.

В других системах цена или вес ложной тревоги и пропуска сигнала могут быть различными. Если обозначить плату (штраф) за пропуск сигнала  $r_{п+}$ , а плату за ложную тревогу  $r_{лт}$ , то полная вероятность ошибочного решения с учётом этих весовых коэффициентов будет равна

$$P_{ош} = r_{п+} P(c) P_{п+} + r_{лт} P(o) P_{лт} . \quad (1.7)$$

Такую вероятность называют средним риском. Минимальное значение этой вероятности

$$P_{\text{ош}} = r_{\text{п}} P(\text{с}) P_{\text{п}} + r_{\text{лт}} P(\text{о}) P_{\text{лт}} = \min \quad (1.8)$$

называют критерием минимума среднего риска.

Критерий минимума среднего риска является более общим критерием. Так критерий идеального наблюдателя является частным случаем этого критерия при

$$r_{\text{п}} = r_{\text{лт}} = 1. \quad (1.9)$$

В системах радиолокационного обзора и обнаружения целей, как правило, отсутствуют априорные сведения о наличии или отсутствии целей в обозреваемом объёме пространства. В этом случае построение оптимального приёмника осуществляют в соответствии с критерием Неймана – Пирсона, при котором вероятность ложной тревоги ограничивают некоторым заданным значением, а вероятности пропуска сигнала минимизируют, т.е.

$$P_{\text{лт}} = \text{const}; P_{\text{п}} = \min. \quad (1.10)$$

Так как вероятность  $P_{\text{п}}$  образует с вероятностью  $P_{\text{по}}$  полную группу событий, то критерий Неймана – Пирсона чаще записывают в другом виде

$$P_{\text{лт}} = \text{const}; P_{\text{по}} = \max, \quad (1.11)$$

т.е. оптимальный приёмник должен обеспечивать получение наибольшей вероятности правильного обнаружения  $P_{\text{по}}$  при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$ .

## ***Характеристики обнаружения***

Количественная оценка работы приёмников обнаружения осуществляется с помощью характеристик обнаружения, представляющих собой графики зависимости вероятностей правильного обнаружения  $P_{\text{по}}$  и ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$  от удвоенного отношения энергии сигнала  $E_{\text{с}}$  к спектральной плотности шума  $N_0$  на входе приёмника

$$q = \sqrt{2 \frac{E_{\text{с}}}{N_0}} \quad (1.12)$$

Этот параметр часто называют отношением сигнал / шум по энергии.

Спектральная плотность шума равна

$$N_0 = k_{ш} k T_0, \quad (1.13)$$

где  $k_{ш}$  - коэффициент шума приёмника;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт / Гц / °К - постоянная Больцмана;  $T_0$  - абсолютная температура по шкале Кельвина.

Стандартной температурой для нормальных условий считается  $T_0 = 290$  °К, однако часто при ориентировочных расчётах, не требующих высокой точности, берут округлённое значение  $T_0 = 300$  °К.

Вид характеристик обнаружения показан на рис.1.1

Каждому значению отношения сигнал / шум  $q$  соответствует одна характеристика

$$P_{по} = f(P_{лт}). \quad (1.14)$$

Переход из одной точки данной кривой в другую осуществляется изменением порогового уровня, с которым в оптимальных приёмниках сравнивается напряжение, образующееся на выходе схемы обработки сигналов. Важно подчеркнуть, что каждому значению вероятности правильного обнаружения соответствует вполне определённое значение вероятности ложной тревоги. Абсолютные значения каждой пары вероятностей зависят от соотношения сигнала и шума, способа обработки принятых сигналов, требуемой точности определяемых параметров и других факторов.

При увеличении отношения сигнал / шум характеристики обнаружения смещаются влево и вверх, что, при прочих равных условиях, соответствует либо увеличению вероятности  $P_{по}$  при вероятности  $P_{лт} = \text{const}$ , либо уменьшению вероятности  $P_{лт}$  при вероятности  $P_{по} = \text{const}$ . Таким образом, при увеличении отношения сигнал / шум надёжность обнаружения возрастает.

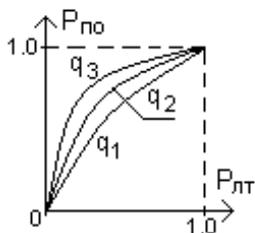


Рис.1.1 Характеристики обнаружения:  $q_1 > q_2 > q_3$ .

## ***Структурное построение оптимальных приёмников***

В зависимости от задач, стоящих перед аппаратурой обнаружения, и наличия априорных сведений о параметрах полезных сигналов

и помех реализация оптимальных приёмников может быть различной. Рассмотрим варианты построения таких приёмников для некоторых случаев.

### Обнаружение сигналов с известными параметрами

В этом случае случайным событием является сам факт наличия или отсутствия сигнала на входе приёмника. Для решения такой задачи принятое колебание  $u_{\text{вх}}(t)$  сравнивают с опорным сигналом, представляющим копию ожидаемого сигнала,  $u_{\text{оп}}(t)$  и определяют степень их соответствия. Количественной мерой степени соответствия является корреляционный интеграл, вычисленное значение которого устанавливает вероятностную связь между отдельными значениями сигналов

$$z(\tau) = \int_0^{\tau} u_{\text{вх}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt. \quad (1.15)$$

Чем больше значение корреляционного интеграла, тем больше сходство принятой реализации с копией сигнала, тем больше вероятность правильного обнаружения.

Таким образом, оптимальный приёмник для обнаружения такого сигнала должен иметь коррелятор, вычисляющий корреляционный интеграл, и пороговое устройство (рис.1.2).

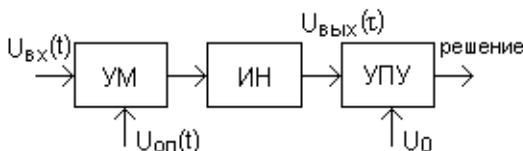


Рис.1.2 Структурная схема корреляционного приёмника.

Коррелятор представляет собой последовательно соединённые умножитель УМ и интегратор ИН. Результат умножения входного  $u_{\text{вх}}(t)$  и опорного  $u_{\text{оп}}(t)$  сигналов ин-

тегрируется в течение длительности действия сигнала на входе  $\tau$ . Выходное напряжение интегратора  $u_{\text{вых}}(\tau)$  сравнивается в устройстве порогового уровня УПУ с уровнем  $U_0$ . Если  $u_{\text{вых}}(\tau) > U_0$ , то принимается решение о наличии сигнала на входе приёмника. При  $u_{\text{вых}}(\tau) \leq U_0$  считают, что сигнала во входной аддитивной смеси нет.

Такой оптимальный приёмник часто называют корреляционным приёмником.

## Обнаружение сигнала со случайной начальной фазой

Упрощенная структурная схема оптимального приёмника для обнаружения такого сигнала приведена на рис.1.3. Она включает в себя фильтр, согласованный с принимаемым сигналом СФ, амплитудный детектор АД и устройство порогового уровня УПУ.

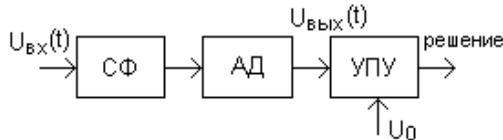


Рис.1.3 Структурная схема оптимального приёмника для обнаружения сигналов со случайной начальной фазой

Согласованным называется фильтр, коэффициент передачи которого  $K(j\omega)$  есть величина, комплексно сопряжённая со спектром сигнала  $S(j\omega)$

$$K(j\omega) \rightarrow S(j\omega) \quad (1.16)$$

Комплексная сопряжённость частотной характеристики фильтра приводит к компенсации взаимных фазовых сдвигов между спектральными составляющими сигнала, все составляющие суммируются и выходной сигнал достигает максимального значения

$$u_{вых}(t) = c \int_0^{\tau} u_{вх}^2(t - \tau) dt \quad (1.17)$$

Импульсная переходная характеристика согласованного фильтра с точностью до постоянного множителя является зеркальным отображением входного сигнала на оси времени. Такой фильтр обеспечивает максимальное отношение пикового значения сигнала к среднеквадратическому значению шума.

Сигнал, прошедший фильтр СФ, детектируется амплитудным детектором АД и сравнивается в пороговом устройстве УПУ с пороговым уровнем  $U_0$ . Точно так же, как в предыдущем случае, если  $u_{вых}(t) > U_0$ , то принимается решение о наличии сигнала на входе приёмника. При  $u_{вых}(t) \leq U_0$  считают, что сигнала на входе нет. При заданных значениях вероятностей правильного обнаружения  $P_{по}$  и ложной тревоги  $P_{лт}$  для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой требуется большее значение отношения сигнал / шум  $q$ , чем для обнаружения сигнала с полностью известными параметрами.

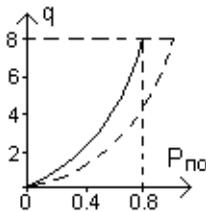


Рис.1.4 Зависимость необходимого отношения сигнал / шум от заданной вероятности правильного обнаружения.

Это видно из графиков, приведённых на рис.1.4, зависимости  $q = f(P_{по})$  для сигнала, известного точно (пунктирная линия), и для сигнала со случайной начальной фазой (сплошная линия). Это различие мало при большой вероятности правильного обнаружения  $P_{по}$  и малой вероятности ложной тревоги  $P_{лт}$ ,

но при уменьшении  $P_{по}$  и росте  $P_{лт}$  различие требуемых значений величины  $q$  может стать весьма существенным.

### Обнаружение пачки когерентных импульсных сигналов со случайной начальной фазой

Пачку импульсных сигналов называют когерентной, если в пределах всей пачки имеет место определённая функциональная зависимость фазы колебаний от времени. При этом начальная фаза принимаемых сигналов может являться неизвестной случайной величиной, но между начальными фазами отдельных высокочастотных импульсов имеется функциональная связь.

Упрощённая структурная схема оптимального приёмника для обнаружения пачки одинаковых когерентных импульсов приведена на рис.1.5.

Приёмник содержит фильтр, согласованный с отдельным импульсным сигналом СФ, линию задержки ЛЗ с  $(n_i - 1)$  отводами, где  $n_i$  — число импульсных сигналов в пачке, сумматор сигналов  $\Sigma$ , образующихся на отводах линии задержки, и устройство порогового уровня УПУ. Если период следования импульсов обозначить  $T_{и}$ , то общая задержка ЛЗ будет равна

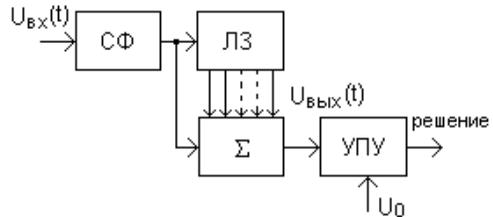


Рис.1.5 Структурная схема оптимального приёмника для обнаружения пачки когерентных импульсных сигналов.

$$\tau_{лз} = (n_i - 1) T_{и}. \quad (1.18)$$

В момент окончания пачки импульсов на выходе сумматора будет иметь место наибольшее значение отношения сигнал/шум, определяемое суммарной энергией пачки импульсов. Выходное напряжение сумматора подаётся на устройство УПУ для сравнения с пороговым уровнем  $U_0$  и принятия решения о наличии или отсутствии сигнала на входе приёмника.

### Обнаружение пачки некогерентных импульсных сигналов

Пачку импульсных сигналов называют некогерентной в том случае, если начальные фазы отдельных импульсов в пачке статистически независимы.

На рис.1.6 показана упрощенная структурная схема оптимального приёмника для обнаружения таких сигналов.

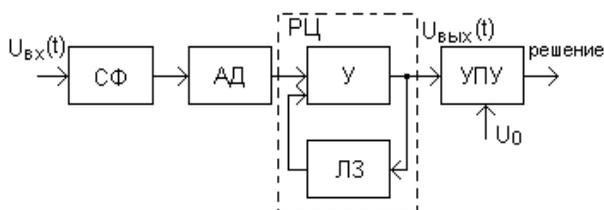


Рис.1.6 Структурная схема оптимального приёмника для обнаружения пачки некогерентных импульсных сигналов.

Приёмник включает в себя следующие элементы: фильтр, согласованный с одиночным импульсным сигналом СФ, амплитудный детектор АД, рециркулятор РЦ, используемый для накопления видеоимпульсов, и устройство порогового уровня УПУ.

Рециркулятором называют устройство, состоящее из усилителя  $У$  импульсных сигналов, охваченного положительной обратной связью с задержкой в линии задержки ЛЗ на период следования импульсов  $T_{и}$ . Для того, чтобы избежать самовозбуждения рециркулятора, произведение коэффициентов передачи усилителя  $k_y$  и линии задержки  $k_{лз}$  выбирают несколько меньше единицы

$$k_y k_{лз} < 1. \quad (1.19)$$

Однако это условие приводит к тому, что накопление импульсов происходит не оптимальным образом, поэтому такая схема является квазиоптимальной. Кроме того, при одинаковой суммарной энергии

сигналов на входе оптимальных приёмников результирующее отношение сигнал/шум на выходе этих приёмников оказывается для некогерентной пачки импульсов меньше, чем у когерентной. Это объясняется тем, что суммирование импульсных сигналов в рециркуляторе происходит после нелинейного элемента – детектора, который ухудшает соотношение сигнал / шум на выходе по сравнению с этим соотношением на входе.

Принятие решения о наличии или отсутствии сигнала на входе приёмного устройства производится после сравнения выходного сигнала рециркулятора с пороговым уровнем  $U_0$  в пороговом устройстве УПУ.

### Оптимальный приёмник для обнаружения и распознавания сигналов

В реальных условиях, как правило, возникает задача не только фиксировать факт присутствия сигнала на входе приёмного канала, но и определить признаки сигнала. Такая задача называется обнаружением и распознаванием сигналов. Оптимальный приёмник в этом случае становится многоканальным.

Упрощенное структурное построение такого приёмника приведено на рис.1.7.

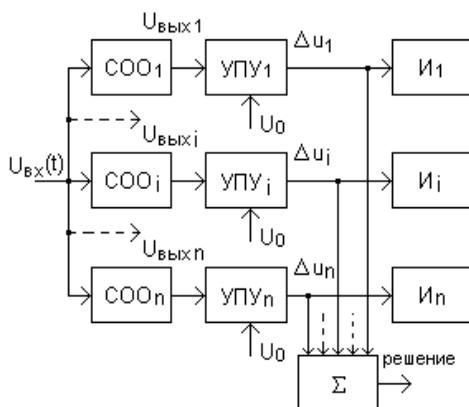


Рис.1.7 Структурная схема оптимального приёмника для обнаружения и распознавания сигналов.

Приёмник состоит из  $n$  каналов. В каждом канале есть та или иная схема оптимальной обработки сигналов СОО. Выходное напряжение этих схем в каждом канале сравнивается с пороговым уровнем  $U_0$  в

устройстве УПУ. Превышение порогового уровня фиксируется соответствующим канальным индикатором И и воспринимается, как наличие сигнала в этом канале. В сумматоре  $\Sigma$  осуществляется суммирование превышений пороговых уровней во всех каналах

$$u_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \Delta u_i \quad (1.20)$$

Суммарное напряжение может быть использовано для обнаружения сигнала. При  $u_{\Sigma} = 0$  считают, что сигнала нет, а при  $u_{\Sigma} > 0$  фиксируется наличие сигнала. Данные о том, какой именно сигнал обнаружен, получают с помощью канальных индикаторов.

В рассмотренных выше схемах оптимальных приёмников указывались только те элементы, которые принципиально необходимы для обработки аддитивной смеси сигнала и шума на входе. В реальных приёмниках помимо этих элементов используют также различные другие устройства (например усилители, преобразователи частоты и др.) не имеющие принципиального значения для оптимальной обработки сигналов, но обеспечивающие получение необходимых технических показателей приёмника (уровень напряжения или мощности выходного сигнала, индикация этого сигнала и т.д.).

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какую задачу в первую очередь решает РТС при приёме сигналов?
2. Дайте определение критерия оптимального обнаружения.
3. Какие решения могут быть приняты в процессе обнаружения сигналов?
4. В каких случаях используется критерий минимума полной ошибки?
5. Поясните особенности критерия минимума среднего риска.
6. В каких случаях используют критерий Неймана – Пирсона?
7. Что представляют собой характеристики обнаружения?
8. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы оптимального приёмника для обнаружения сигналов с известными параметрами.
9. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы оптимального приёмника для обнаружения сигналов со случайной начальной фазой.
10. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы оптимального приёмника для обнаружения пачки когерентных импульсных сигналов со случайной начальной фазой.
11. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы оптимального приёмника для обнаружения пачки некогерентных импульсных сигналов.

12. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы оптимального приёмника для обнаружения и распознавания сигналов.

### **1.3 Виды сигналов, принимаемых средствами РТР**

Принимаемые сигналы анализируются специальными устройствами станции РТР. Радиосигналы несут информацию о параметрах несущего колебания, о пространственном положении источника излучения, о параметрах модуляции излучаемых сигналов, о режимах работы разведываемых средств и т.п.

Основные параметры несущего колебания, к которым относятся частота и мощность (амплитуда) в точке приёма, служат показателями назначения средства.

Пространственные параметры определяют направление распространения радиоволн и их поляризацию. Направление позволяет определить местоположение подавляемых систем. Значение поляризации даёт возможность оптимизировать энергетику системы РПД, необходимую для подавления разведанных средств.

Параметры модуляции зависят от режима излучения, характеризуют назначение средств и их помехозащищённость. При приёме импульсных сигналов обычно определяют частоту следования и длительность импульсов, длительность серий импульсов (пачек импульсов). Сигналы непрерывного излучения, как правило, модулируются по частоте или по фазе более низкочастотными колебаниями. Поэтому к характеристикам непрерывного излучения обычно относят частоту и фазу модулирующих колебаний, а также девиацию несущей частоты. Измерение параметров модуляции позволяет определить тип разведываемого средства, если известно, какие значения параметров этому типу соответствуют.

Параметры режима работы определяют порядок применения разведываемых средств.

Параметры сигналов, взятые в той или иной совокупности, представляют собой разведывательные признаки (векторы признаков), по которым можно отличить одни средства от других, определить их назначение и тип. Разведывательные признаки разделяют на оперативно-тактические и опознавательные.

Оперативно-тактические признаки позволяют судить о составе группировки, действиях и намерениях противника. К ним относятся наличие на ограниченной площади нескольких РЭС определённого назначения, особенности их расположения на местности и перемещения. Так, оперативно-тактическим признаком батареи американской системы ЗУР «Хок» служит наличие на площади 300х400 м трёх РТС с непрерывным излучением, причём одна из них работает в режиме обзора пространства.

Начало применения того или иного боевого средства можно выявить по последовательности облучения различными РТС, входящими в комплекс этого средства. Например, если выявлено сначала последовательное облучение РТС с непрерывным излучением, работающей в режиме обзора, а затем непрерывное облучение в режиме сопровождения, то можно сделать вывод, что готовится пуск ЗУР «Хок».

Опознавательные признаки разведываемого средства характеризуют его тактико-технические данные и позволяют определить его принадлежность стране, роду войск, соединению, выявить его назначение, определить его тип. К числу основных опознавательных разведывательных признаков относят диапазон рабочих частот или конкретные рабочие частоты, мощность излучения, форму и параметры модуляции отдельных сигналов или их серий, характер изменения направления излучения (обзор, сопровождение), ширину диаграммы направленности антенных устройств.

Опознавательные разведывательные признаки часто подразделяют на групповые и конкретные. Первые характеризуют какую-либо группу средств, а вторые – присущи только определённому типу РЭС.

Характер процесса измерения параметров радиосигналов, а также конструкция и принцип действия аппаратуры РТР зависят от продолжительности действия и формы этих сигналов. По этим признакам сигналы разделяют на следующие основные виды (рис.1.8):

- Непрерывные сигналы, длительность которых соизмерима с продолжительностью нахождения станции разведки в зоне разведываемого средства (рис. 1.8,а). Это сигналы радиовещательных станций, телевизионных передатчиков, радионавигационных маяков, РТС с непрерывным излучением, работающих в режиме автоматического сопровождения объектов по направлению.

- Отрезки непрерывных радиосигналов (рис. 1.8,б). Такие сигналы создаются станциями УКВ и КВ радиосвязи при радиобмене, РТС с непрерывным излучением, работающим в режиме обзора.

- Продолжительные последовательности импульсных сигналов, время существования которых соизмеримо со временем нахождения разведывательного приёмника в зоне облучения (рис.1.8,в). Такие сигналы появляются на входе приёмника при облучении его импульсной РТС, работающей в режиме сопровождения.

- Последовательности серий импульсных сигналов (рис. 1.8,г), получаемые от импульсных РТС, работающих в режимах обзора пространства, а также от кодово – импульсных командных радиолиний.

- Одиночные импульсные сигналы (рис. 1.8,д). Это сигналы некоторых командных радиолиний управления, интервалы между которыми соизмеримы со временем нахождения разведывательного приёмника в зоне облучения. Это время на рис.1.8 обозначено буквой Т.

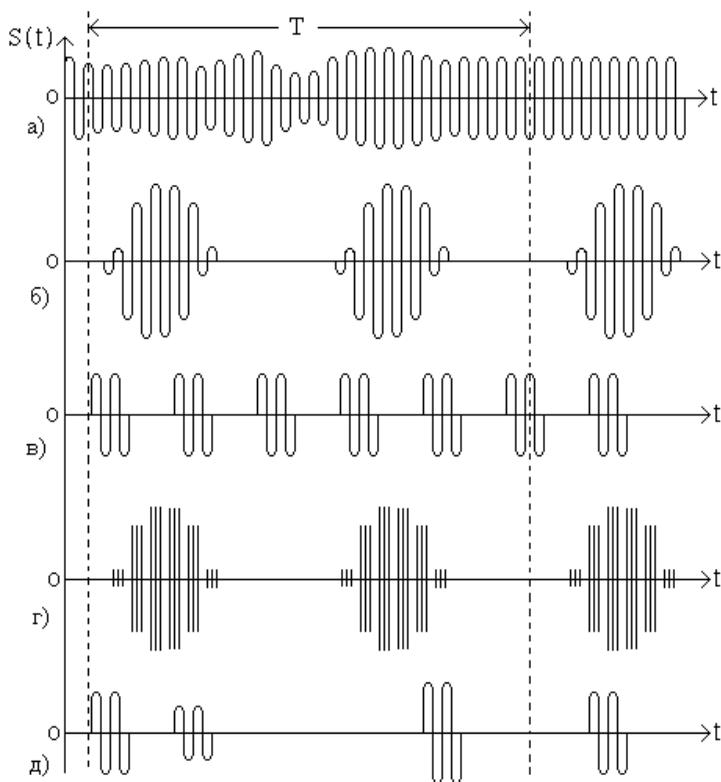


Рис. 1.8 Виды разведываемых сигналов.

Приведённое разделение облучающих сигналов является условным, так как оно зависит от условий приёма. Так при малой чувствительности приёмника сигналы РТС обнаружения воспринимаются как последовательность серий импульсов. При высокой чувствительности приёмника, достаточной для приёма сигналов по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, эти же сигналы могут восприниматься как продолжительная последовательность импульсов. То же может происходить при изменении расстояния приёмника от разведываемого передатчика.

При движении разведывательного устройства относительно разведываемого средства фиксируемые параметры сигналов могут отличаться от параметров излучаемых колебаний.

Разделение сигналов, измерение их параметров и регистрация результатов измерений производится специальными устройствами. Сочетание этих взаимосвязанных устройств образует канал приёма, причём одно и то же устройство может являться частью нескольких каналов.

После (или в процессе) разделения сигналов определяют степень насыщенности ими заданного диапазона значений определённого параметра, измеряют параметры сигналов. Сигналы, отселектированные (разделённые) по какому-либо параметру, могут подвергаться разделению по другим параметрам или поступать на несколько измерительных устройств.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какую информацию несут пространственные параметры радиосигналов?
2. Какую информацию получают, измеряя параметры модуляции принимаемых радиосигналов?
3. Дайте характеристику оперативно – тактических и опознавательных признаков, принимаемых сигналов.
4. Расскажите об основных видах принимаемых сигналов системой РТР.

## **1.4 Разделение сигналов**

### ***Общие сведения***

В зависимости от метода приёма сигналов различают способы одновременного, или беспойскового, и последовательного, или поискового, разделения сигналов.

При одновременном разделении для измерения данного параметра применяют несколько идентичных приёмных каналов, в каждом из которых принимаются сигналы только от одного радиосредства. Для этого заданный диапазон возможных значений параметра разделен на несколько участков. В каждом участке сигналы принимаются независимо от работы приёмных каналов других участков.

Последовательное разделение сигналов производится одним приёмным каналом, который принимает сигналы на небольшом участке значений измеряемого параметра. Положение этого участка в пределах диапазона возможных значений параметра может изменяться. При этом происходит как бы «просмотр» диапазона и принимаются только те сигналы, которые существуют в момент, когда участок «просмотра» совпадает со значением измеряемого параметра сигнала.

Каждый из указанных способов разделения может быть применен к любому параметру принимаемого сигнала. Наиболее часто оба способа применяют для разделения сигналов по несущей частоте и по направлению на источник излучения. По этим параметрам сигналы разделяются с помощью избирательных устройств. В качестве основных характеристик избирательных устройств используются зависимости мощности (напряжения) выходных сигналов соответственно от частоты или направления.

Сходство характеристик избирательности по частоте и по направлению обуславливает сходство функциональных схем устройств разделения сигналов. Рассмотрим эти способы подробней.

## **Разделение сигналов по частоте**

При разделении сигналов по частоте используются полосовые фильтры, резонаторы, колебательные контуры. Функциональная схема устройства с одновременным разделением сигналов по частоте приведена на рис.1.9,а.

Сигналы, принимаемые антенной  $A_{пр}$ , разделяются фильтрами  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ , на которые они подаются через разветвитель мощности  $P$ . Фильтры настроены так, что перекрывают весь разведываемый диапазон частот  $\Delta f_p$  сигналов, подлежащих дальнейшей обработке, измерению и индикации в устройствах И. На рис.1.9,б показаны амплитудно – частотные характеристики (АЧХ) фильтров.

Основное достоинство способа одновременного разделения сигналов состоит в том, что длительность сигналов на выходе канала приёма равна длительности облучающих сигналов. Это создаёт усло-

вия для приёма сигналов без пропуска и обеспечивает максимальное время для их обработки.

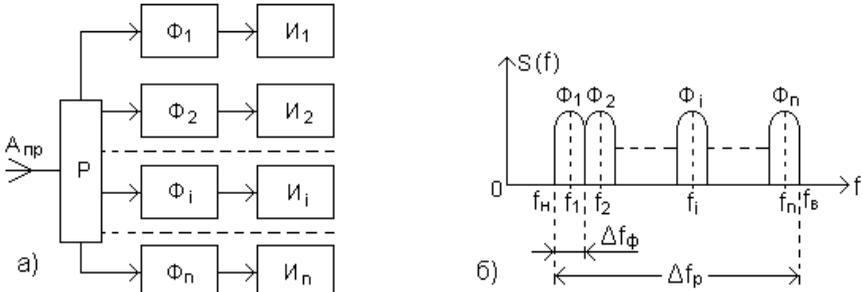


Рис.1.9 Одновременное разделение сигналов по частоте

Недостатком способа является необходимость применять большое количество приёмных каналов, что приводит к значительному увеличению масса – габаритных характеристик аппаратуры.

Устройства последовательного разделения сигналов содержат один избирательный элемент, параметр настройки которого можно изменять в заданном диапазоне.

В одном из вариантов построения устройства последовательного разделения сигналов по частоте избирательным элементом является перестраиваемый фильтр  $\Phi$ , частота настройки которого периодически изменяется по заданному закону сигналами генератора перестройки ГП в диапазоне частот, подлежащих разведке.

$$\Delta f_p = f_v - f_n, \quad (1.21)$$

где  $f_v$  и  $f_n$  – верхняя и нижняя частоты диапазона.

Структурная схема и АЧХ фильтра приведены на рис.1.10,а и 1.10,б.

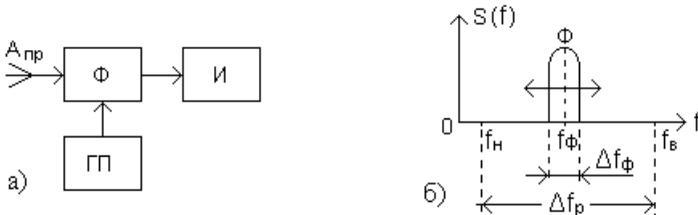


Рис. 1.10 Последовательное разделение сигналов по частоте

Когда фильтр оказывается настроенным на частоту источника излучения, сигнал с его выхода поступает на дальнейшую обработку и индикацию в устройство И.

## Разделение сигналов в пространстве

Одновременное разделение сигналов в пространстве по направлению можно осуществить по схеме, показанной на рис. 1.11,а.

Направленные антенны  $A_{np1}, A_{np2}, \dots, A_{npi}, \dots, A_{npr}$  размещаются так, чтобы каждая из них принимала сигналы, приходящие в секторе углов  $\Delta\varphi_A$ , определяемых шириной диаграммы направленности  $\Theta$ . Этот сектор является частью общего диапазона углов разведки  $\Delta\varphi_p$ . Диаграммы направленности антенн в виде распределения коэффициента усиления антенны  $G$  в зависимости от направления прихода принимаемых сигналов  $\varphi$  показаны в прямоугольной системе координат на рис. 1.11,б. Для исключения пропуска сигналов диаграммы имеют небольшое перекрытие.

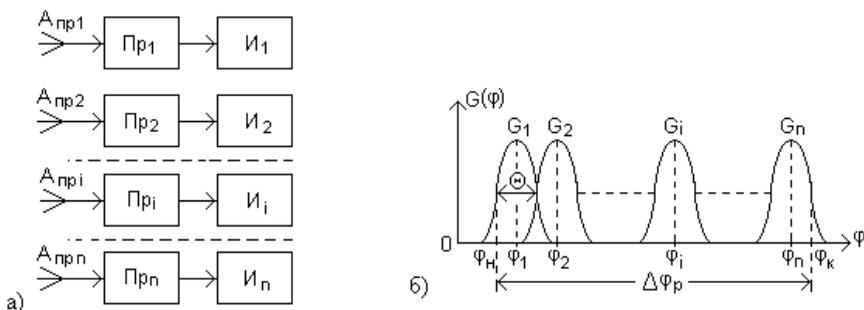


Рис. 1.11 Одновременное разделение сигналов в пространстве

Сигналы, принятые каждой антенной, преобразуются и усиливаются в соответствующих приёмных каналах  $Pr_1, Pr_2, \dots, Pr_i, \dots, Pr_n$  и поступают для дальнейшей обработки и индикации в устройства И.

Функциональная схема устройства последовательного разделения сигналов в пространстве приведена на рис.1.12. Диаграмма направленности антенны перемещается в пространстве со скоростью  $\Omega_A$  под действием системы управления сканированием диаграммы УСД. Сигналы в приёмник Пр поступают тогда, когда главный лепесток диаграммы проходит через направление на источник излучения ИИ. С выхода приёмника сигналы поступают для дальнейшей обработки и индикации в устройство И.

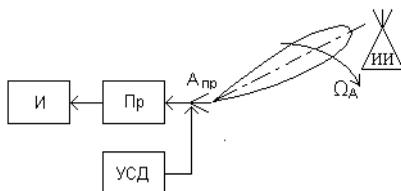


Рис. 1.12 Последовательное разделение сигналов в пространстве

Основные достоинства и недостатки методов разделения сигналов по направлению такие же, как и у методов разделения сигналов по частоте.

### Особенности последовательного разделения сигналов

В устройствах последовательного разделения сигналов периодическая перестройка приёмного тракта или изменение пространственного положения диаграммы направленности антенны приводит к тому, что выходные сигналы устройства будут зависеть не только от временных характеристик сигналов облучения, но и от изменения во времени параметров настройки системы приёма по частоте или по направлению.

Процесс последовательного разделения сигналов можно пояснить с помощью диаграммы рис.1.13, на которой изображены характеристики принимаемых сигналов, а также закон изменения во времени положения избирательного элемента в диапазоне возможных значений его параметров (рис. 1.13,б).

Диаграмма построена для обобщённого перестраиваемого параметра  $x$  (частоты или направления). Диапазон возможных значений  $x$  обозначен через  $\Delta x_p$ . Наклонные параллельные линии изображают закон изменения положения избирательного элемента во времени, а отрезок  $\Delta x_0$  – ширину характеристики избирательного элемента. Один цикл перестройки осуществляется за время  $T_p$ . Горизонтальными линиями обозначено время действия входных сигналов (время облучения): непрерывный сигнал  $x_1$ , отрезки непрерывных сигналов (квази-непрерывный сигнал)  $x_2$ , серии импульсных сигналов  $x_3$ , непрерывная последовательность импульсов  $x_4$ , одиночные импульсы  $x_5$ .

Выше этой диаграммы на рис.1.13,а, показаны эпюры входных сигналов  $S_{вх}(t)$ , а ниже – на рис.1.13,в – эпюры выходных сигналов приёмного устройства  $S_{вых}(t)$ .

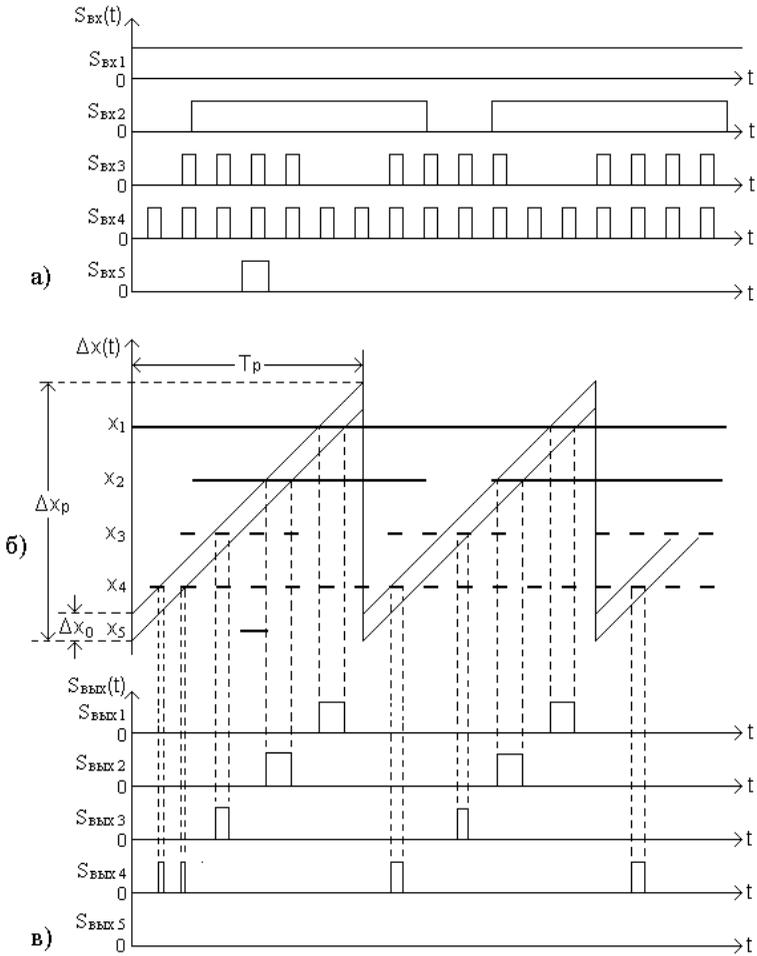


Рис. 1.13 Диаграмма последовательного разделения сигналов.

Анализ графиков показывает, что методы последовательного разделения сигналов имеют следующие особенности:

- Сигналы на выходе устройства значительно отличаются от входных по форме и продолжительности.
- При разделении непрерывных  $S_{вх.1}$  и квазинепрерывных  $S_{вх.2}$  сигналов на выходе получается периодическая последовательность импульсов, частота следования которых равна частоте перестройки избирательного элемента  $S_{вых.1}$  и  $S_{вых.2}$ .

• При разделении импульсных сигналов  $S_{\text{вх.3}}$ ,  $S_{\text{вх.4}}$  и  $S_{\text{вх.5}}$  часть входных сигналов не проходит через канал разделения и выходные сигналы могут иметь меньшую длительность, чем входные  $S_{\text{вх.3}}$  и  $S_{\text{вх.4}}$ . В ряде случаев это приводит к тому, что импульсный сигнал не будет принят  $S_{\text{вых.5}}$ .

Основным достоинством поисковых методов разделения сигналов является значительно меньшие масса – габаритные характеристики аппаратуры по сравнению с беспойсковыми.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Назовите различия одновременного и последовательного разделения сигналов.
2. Как происходит разделение сигналов по частоте?
3. Нарисуйте структурную схему одновременного разделения сигналов по частоте.
4. Нарисуйте структурную схему последовательного разделения сигналов по частоте.
5. Нарисуйте структурную схему одновременного разделения сигналов по направлению.
6. Нарисуйте структурную схему последовательного разделения сигналов по направлению.
7. В чём заключаются особенности последовательного разделения сигналов?

## ***1.5 Измерение несущей частоты сигналов***

Измерение какого–либо параметра принимаемого сигнала заключается в преобразовании его в такой вид, который позволяет отсчитывать значения этого параметра по принятой измерительной шкале.

Несущую частоту сигналов измеряют несколькими способами, рассмотрим некоторые из них.

### ***Измерение с помощью частотных различителей***

Такой метод измерения реализуют с помощью частотных различителей, которые преобразуют отклонения частоты от заданного значения в напряжение, пропорциональное этому отклонению. Из множества различных вариантов различителей, рассмотрим принцип

действия интерференционного частотного различителя, показанного на рис.1.14.

Основным элементом такого устройства является разветвлённый волновод, плечи которого имеют различную длину

$$L_2 > L_1, \quad (1.22)$$

поэтому радиосигналы, поступающие на вход такого волновода проходят различные пути и на участке, где они сходятся, происходит интерференция волн, имеющих различные фазы. Если на входе такого устройства

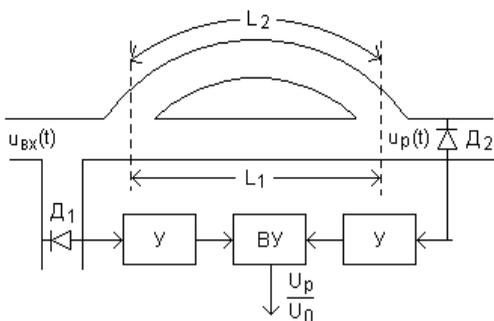


Рис.1.14 Интерференционный метод измерения несущей частоты

колебания высокочастотного сигнала имеют вид

$$u(t) = U_0 \cos \omega t, \quad (1.23)$$

то на его выходе будет сумма двух сигналов одного, прошедшего путь  $L_1$

$$u_1(t) = U_1 \cos \omega (t + L_1/V_{\phi}), \quad (1.24)$$

и другого, прошедшего путь  $L_2$

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega (t + \frac{L_2}{V_{\phi}}) = U_2 \cos \omega (t + \frac{L_1 + \Delta L}{V_{\phi}}), \quad (1.25)$$

где  $U_0, U_1, U_2$  – амплитуды сигналов, причём  $U_1 \approx U_2$  и  $U_1 = \alpha U_0$ ;  $\Delta L = L_2 - L_1$  – разность путей для радиосигнала;  $V_{\phi}$  – фазовая скорость распространения колебаний в волноводе;  $\alpha$  – коэффициент пропорциональности.

Результирующее колебание

$$u_{\text{р}}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (1.26)$$

после преобразования суммы косинусов в произведение по формуле

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2} \quad (1.27)$$

будет иметь следующий вид:

$$u_p(t) = 2U_1 \cos\left(\frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega\right) \cos\left(\omega t + \frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega + \frac{L_1}{V_\phi} \omega\right). \quad (1.28)$$

Из последнего выражения следует, что амплитуда результирующего колебания

$$U_p(t) = 2U_1 \cos\left(\frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega\right) \quad (1.29)$$

и его начальная фаза

$$\varphi_p = \left(\frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega + \frac{L_1}{V_\phi} \omega\right) \quad (1.30)$$

есть функции частоты  $\omega$ .

В принципе можно использовать зависимость как амплитуды, так и фазы от частоты. Чаще всего используют изменение амплитуды. Однако, амплитуда выходного сигнала зависит также и от интенсивности принимаемого входного сигнала. Для исключения такой зависимости производится нормировка выходного напряжения относительно амплитуды входного сигнала. С этой целью сигналы с выходного детектора Д2 и детектора входного сигнала Д1 после усиления в усилителях У подаются на вычислительное устройство ВУ, которое производит операцию деления выходного напряжения на амплитуду входного сигнала. В результате на выходе вычислительного устройства получается напряжение, пропорциональное отношению

$$\frac{U_p}{U_0} = 2 \frac{U_1}{U_0} \cos\left(\frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega\right) = 2 \alpha \cos\left(\frac{\Delta L}{2V_\phi} \omega\right), \quad (1.31)$$

зависящему только от одной переменной – от частоты  $\omega$ . Эта зависимость показана на рис. 1.15.

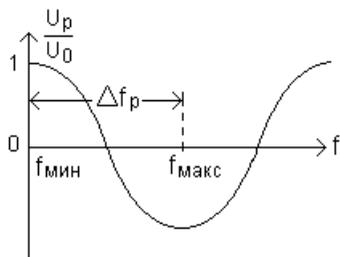


Рис. 1.15 Зависимость выходного напряжения измерителя от частоты

Диапазон частот  $\Delta f_p = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}$ , в пределах которого возможно однозначное измерение, определяется разностью  $\Delta L$  длин волноводов  $L_1$  и  $L_2$ . Из рис. 1.15 видно, что это соответствует изменению косинусоиды в пределах  $180^\circ$ , т.е. когда её аргумент приобретает значения от  $(n\pi)$  до  $[(n+1)\pi]$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$

Определим  $f_{\text{мин}}$ , приравняв аргумент косинуса значению ( $n\pi$ ),

$$\omega_{\text{мин}} \frac{\Delta L}{2V_{\Phi}} = n \pi \quad (1.32)$$

откуда, с учётом  $\omega = 2\pi f$ , получим

$$f_{\text{мин}} = \frac{nV_{\Phi}}{\Delta L}. \quad (1.33)$$

Далее возьмём аргумент  $[(n + 1) \pi]$

$$\omega_{\text{макс}} \frac{\Delta L}{2V_{\Phi}} = (n + 1) \pi, \quad (1.34)$$

и найдём значение  $f_{\text{макс}}$ :

$$f_{\text{макс}} = \frac{(n + 1)V_{\Phi}}{\Delta L}. \quad (1.35)$$

Взяв отношение этих частот, получим

$$\frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = \frac{n + 1}{n}, \quad (1.36)$$

откуда

$$f_{\text{макс}} = f_{\text{мин}} \cdot \frac{n + 1}{n}. \quad (1.37)$$

Если  $n = 1$ , то  $f_{\text{макс}} = 2f_{\text{мин}}$ , т.е. однозначное измерение частоты возможно в пределах

$$f_{\text{мин}} \leq f_{\text{изм}} \leq 2f_{\text{мин}}. \quad (1.38)$$

## ***Измерение с помощью устройств разделения сигналов***

Другой метод измерения несущей частоты основан на применении устройств разделения сигналов по частоте. В этом случае сигналы, принятые разведывательным приёмником, разделяются фильтрами, амплитудно – частотные характеристики которых перекрывают весь заданный диапазон частот входных сигналов (см. рис. 1.9) Частоту входного сигнала определяет средняя частота настройки фильтра, через который прошел принятый сигнал. Максимальная ошибка измерения частоты в этом случае будет равна половине полосы пропускания одного фильтра разделительного устройства

$$\delta f = \pm \Delta f_{\Phi} / 2. \quad (1.39)$$

Если при разработке задана допустимая ошибка определения частоты, то полоса фильтра будет равна

$$\Delta f_{\phi} = 2\delta f_{\text{д}}. \quad (1.40)$$

При одновременном измерении частот входных сигналов в заданном диапазоне  $\Delta f_{\text{р}}$  с максимально допустимой ошибкой  $\delta f_{\text{д}}$ , можно определить необходимое количество каналов

$$N_{\text{к}} = \Delta f_{\text{р}} / 2\delta f_{\text{д}}. \quad (1.41)$$

Основным преимуществом рассмотренного метода является относительная простота схемной реализации отдельных частотных каналов. По сути каждый канал может быть выполнен в виде приёмника прямого усиления, структурная схема которого приведена на рис.1.16.

Входной сигнал, усиленный в усилителе высокой частоты УВЧ, проходит через фильтр Ф, детектируется в детекторе Д и поступает на индикатор И. Точность измерения частоты определяет полоса пропускания



Рис. 1.16 Структурная схема приёмника прямого усиления

фильтра в соответствии с выражением (1.40).

Кроме того, такое построение разведывательной аппаратуры обеспечивает малую задержку сигналов в приёмных каналах, что в ряде случаев является определяющим фактором.

Однако при необходимости ведения разведки в широком диапазоне частот при заданной высокой точности определения несущей частоты сигналов облучения количество каналов получается достаточно большим и разведывательная аппаратура становится громоздкой, имеющей большие масса-габаритные характеристики. Поэтому такой метод используют в системах предварительной разведки для грубого определения частоты и опознавания образа радиоэлектронного средства.

## ***Матричный метод измерения частоты***

При реализации такого метода используется многократное (ступенчатое) преобразование частоты входных сигналов. Структурная схема такого измерителя приведена на рис. 1.17.

Измеритель состоит из  $m$  ступеней преобразования частоты. В каждой ступени частотные фильтры настроены так, что каждый из

них перекрывает некоторый диапазон частот. Фильтры первой ступени  $\Phi_{11}, \Phi_{12}, \dots, \Phi_{1n_1}$  совместно перекрывают весь заданный диапазон входных сигналов  $\Delta f_p$ , и каждый из них имеет одинаковую полосу пропускания  $\Delta f_1$ . Фильтры второй ступени  $\Phi_{12}, \Phi_{13}, \dots, \Phi_{1n_2}$  совместно перекрывают поддиапазон частот, равный ширине полосы пропускания одного фильтра первой ступени  $\Delta f_1$ , и каждый из них имеет полосу пропускания  $\Delta f_2$  и т.д. В результате обеспечиваются следующие соотношения

$$\Delta f_p = n \Delta f_1; \Delta f_1 = n \Delta f_2; \dots \Delta f_{m-1} = n \Delta f_m. \quad (1.42)$$

Частоты гетеродинов  $\Gamma_{11}, \Gamma_{12}, \dots, \Gamma_{nm} - 1$  выбираются так, чтобы на выходах всех смесителей  $СМ_{11}, СМ_{12}, \dots, СМ_{nm} - 1$  получались промежуточные частоты, лежащие в одном и том же частотном интервале, равном полосе пропускания одного фильтра конкретной ступени преобразования.

В результате одинакового преобразования сигналов одной ступени получается последовательная трансформация сигналов из полосы  $\Delta f_p$  в полосу  $\Delta f_1 = \Delta f_p / n$ ; из полосы  $\Delta f_1$  в полосу  $\Delta f_2 = \Delta f_1 / n$  и т.д. Она достигается применением числа фильтров, равным  $N_\Phi = nm$ , и числа гетеродинов  $N_\Gamma = n(m - 1)$ .

Для отсчёта частоты сигналы с каждого фильтра подаются на детекторы  $D_{11}, D_{12}, \dots, D_{nm}$  и далее на вычислитель. Сигналы с каждого детектора соответствуют средней частоте настройки фильтра, на выходе которого стоит данный детектор. Частота принятого сигнала определяется по формуле

$$f_{\text{изм}} = f_n + (j-1)(\Delta f_p / n) + (k-1)(\Delta f_p / n^2) + \dots + (z-1)(\Delta f_p / n^z) + (\Delta f_p / 2n^z), \quad (1.43)$$

где  $j, k, \dots, z$  – номера фильтров соответственно в первой, второй и т.д. ступенях, через которые прошел сигнал облучения;  $f_n$  – нижняя частота диапазона разведки.

Несмотря на то, что в такой системе имеется  $N_{\Phi m} = nm$  фильтров, она эквивалентна по точности измерения частоты устройству, использующему одновременное разделение сигналов по частоте с числом фильтров  $N_{\Phi 0} = n^1$ , причём полоса пропускания каждого фильтра равна полосе пропускания фильтров последней ступени преобразования матричной системы. Выигрыш в числе фильтров составляет

$$q = N_{\Phi 0} / N_{\Phi m} = (1/m)(\Delta f_p / \Delta f_m)^{m-1/m} \quad (1.44)$$

Например, при  $\Delta f_p / \Delta f_m = 100$  и числе ступеней  $m = 3$  получим  $q \approx 7$ , т.е. для реализации матричного метода требуется в семь раз

меньше фильтров, чем для устройства с одновременным разделением сигналов по частоте. При этом в обоих случаях будет обеспечиваться одинаковая точность измерения частоты.

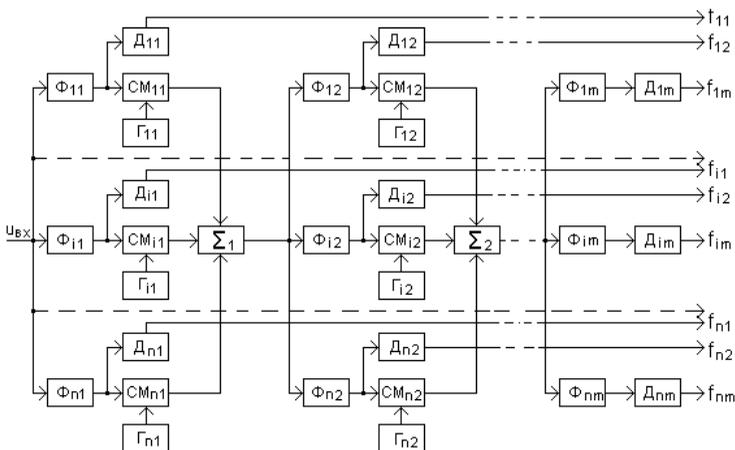


Рис. 1.17 Структурная схема матричной системы определения несущей частоты

Для матричного метода максимальная погрешность измерения частоты будет равна половине полосы пропускания фильтров последней ступени преобразования сигналов

$$\delta f = \Delta f_m / 2. \quad (1.45)$$

Значительное снижение количества частотных каналов при реализации матричного метода при одинаковой точности измерения частоты является основным преимуществом этого метода по сравнению с методом, рассмотренным ранее, т.е. методом, использующим устройства одновременного разделения сигналов по частоте. Это даёт возможность сократить масса – габаритные характеристики станций разведки.

К недостаткам метода можно отнести усложнение схемного построения, большие трудности при настройке и испытаниях отдельных устройств и комплексов, некоторое снижение надёжности аппаратуры.

Общим недостатком многоканальных систем является возможность взаимного влияния каналов друг на друга, что может приводить к неоднозначности отсчётов при измерениях. Этот недостаток преодолевается с помощью специальных логических схем, устраня-

ющих неоднозначность, применением различных развязывающих устройств, совершенствованием характеристик частотно-избирательных фильтров.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Перечислите методы измерения несущей частоты измеряемых сигналов.
2. Поясните принцип действия интерференционного частотного различителя.
3. Как осуществляется измерение несущей частоты с помощью устройств разделения сигналов?
4. В чём заключается сущность матричного метода измерения несущей частоты?
5. По каким критериям определяют точность измерения несущей частоты матричным способом?

## **1.6 Определение направления на источник излучения**

### ***Общие сведения***

В зависимости от назначения и поставленных задач радиоразведка использует различные методы определения направления на источники излучения.

Первая группа методов использует принципы разделения сигналов по направлению, основные виды построения и работы которых были рассмотрены ранее. Это метод одновременного разделения сигналов или беспойскавий метод и метод последовательного разделения сигналов или поисковый метод. Точность определения направления на источник излучения при использовании этих методов определяется шириной диаграммы направленности антенны и равна

$$\delta_{\varphi} = \pm 0,5 \Theta, \quad (1.46)$$

где  $\Theta$  – ширина диаграммы направленности антенны.

Повышение точности приводит к необходимости сужения диаграммы направленности антенны и, как следствие, увеличению масса – габаритных характеристик аппаратуры, а также увеличению времени просмотра заданного сектора обзора при поисковом методе. По-

этому такие методы используются для предварительного (грубого) определения направления на источник излучения.

Для более точного определения направления и автоматического сопровождения по направлению используют различные методы радиопеленгации, в которых используются другие критерии определения направления на источник излучения. Определение направления в этих методах основано на прямолинейности распространения радиоволн в однородной среде и измерении параметров принятых сигналов функционально связанных с направлением прихода радиоволн.

Известно, что точки пространства, имеющие одинаковую фазу электрического поля радиоволны, образуют поверхность, называемую фронтом волны. В общем виде любой радиопеленгатор строит нормаль к фазовому фронту волны, приходящей от источника излучения. Фронт волны точечного источника имеет сферическую форму. Нормаль к сферической поверхности, как известно, совпадает с направлением на центр сферы, местом расположения источника излучения. Сравнение полученного таким образом направления с некоторым исходным (базовым) направлением, принятым за начало отсчёта, позволяет определить угловые координаты источника излучения. Так например, при измерениях в околоземном пространстве за исходное направление в горизонтальной (азимутальной) плоскости чаще всего принимают направление на Северный полюс Земли, а в вертикальной (угломестной) плоскости – направление на линию горизонта.

Главными элементами радиопеленгатора являются (рис.1.18) приёмная антенна  $A_{пр}$  и приемник  $Пр$ , в которых осуществляется основное усиление и необходимые преобразования принятых сигналов, а также оконечное устройство  $ОУ$ , позволяющее произвести отсчет координаты или преобразовать полученную информацию о направлении на объект

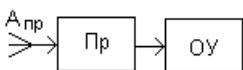


Рис.1.18 Обобщённая структурная схема пеленгатора.

формы удобную для последующего использования.

К основным характеристикам пеленгационного устройства относят пеленгационную характеристику

$$U_{\text{вых}} = f(\varphi), \quad (1.47)$$

представляющую собой зависимость выходного напряжения пеленгатора от направления прихода радиоволн  $\varphi$ , и пеленгационную чувствительность  $S_{\text{пел.}}$ , равную крутизне пеленгационной характеристики

ки устройства в направлении на источник излучения, то есть при  $\varphi = \varphi_n$ :

$$S = \left. \frac{dU(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\varphi_n} \quad (1.48)$$

Из выражения видно, что чувствительность пеленгатора определяется как производная функция пеленгационной характеристики.

В зависимости от того, какой из параметров принятого сигнала является носителем информации об угловом положении источника излучения методы пеленгации разделяют на амплитудные, частотные, фазовые и временные. Частотные и временные пеленгаторы имеют ограниченное применение, поэтому в учебнике будет рассмотрена работа только амплитудных и фазовых пеленгаторов.

## Амплитудные методы

### Пеленгация по методу максимума

Узкая диаграмма направленности приемной антенны таких пеленгаторов при перемещении с постоянной скоростью  $\Omega_A$  в заданном секторе пространства проходит направление на источник излучения ИИ (рис.1.19). Если источник имеет малую угловую протяженность по сравнению с шириной диаграммы направленности, то амплитуда сигнала на выходе пеленгатора будет изменяться в соответствии с формой диаграммы направленности приемной антенны (рис.1.20).

$$u_{\text{вых}}(\varphi) = k F(\varphi), \quad (1.49)$$

где  $F(\varphi)$  – диаграмма направленности приемной антенны;  $k$  - коэффициент пропорциональности.

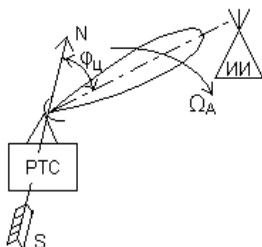


Рис.1.19 Пеленгация по методу максимума

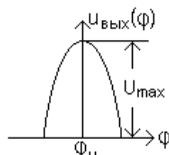


Рис.1.20 Пеленгационная характеристика.

Анализ огибающей принимаемого сигнала дает возможность зафиксировать максимум амплитуды сигнала и определить соответствующее ему направление на источник излучения. Поэтому метод максимума часто называют методом анализа огибающей. Упрощенная структурная схема пеленгатора, реализующего метод максимума, приведена на рис.1.21. При работе с таким пеленгатором оператору необходимо следить за показаниями двух приборов:  $I(u)$  измерителя выходного напряжения приёмника Пр и  $I(\varphi)$  указателя угла поворота антенны  $A_{пр}$  и сопоставлять эти показания во времени.

Достоинства метода максимума состоят в простоте его технической реализации и использовании наибольшего по амплитуде сигнала в момент отсчета пеленга, что обеспечивает максимальную дальность действия пеленгатора.

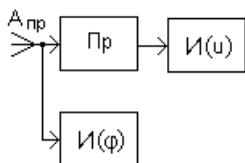


Рис. 1.21 Структурная схема пеленгатора.

Недостатком метода является относительно малая точность, поскольку крутизна пеленгационной характеристики в окрестности отсчетной точки минимальна и равна нулю в точке максимума. В типовых условиях погрешность измерения методом максимума составляет  $\sim 1/5$  ширины диаграммы направленности антенны. Для повышения точности пеленгования нужно применять

остронаправленные антенны, что не всегда возможно реализовать из-за трудностей обеспечения необходимого относительного раскрытия антенны, приводящих к увеличению масса-габаритных характеристик антенной системы, и из-за возрастания времени обзора заданного сектора пространства.

## Пеленгация по методу минимума

Для реализации метода минимума необходимо наличие более сложной антенны, имеющей двухлепестковую пеленгационную характеристику с явно выраженным провалом между лепестками (рис. 1.22).

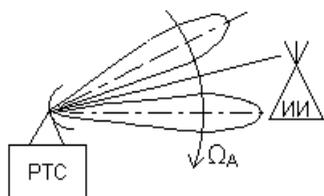


Рис. 1.22 Пеленгация по методу минимума.

Антенна вращается до совпадения направления минимума с направлением на источник излучения. Координаты объекта определяют по направле-

нию оси антенны, соответствующему минимальной амплитуде принятого сигнала. Структурная схема такого пеленгатора аналогична структурной схеме пеленгатора по методу максимума, которая приведена на рис. 1.21.

Основным преимуществом метода минимума по сравнению с методом максимума является значительно большая пеленгационная чувствительность, так как в области минимума сигнал резко изменяется даже при незначительных отклонениях минимума диаграммы направленности от направления на объект. Это позволяет реализовать высокую точность определения направления на источник излучения.

Существенный недостаток метода минимума заключается в том, что в области пеленга напряжение входного сигнала близко к нулю, что в ряде случаев затрудняет его наблюдение и индикацию, и тем более использование для измерения параметров принимаемых сигналов.

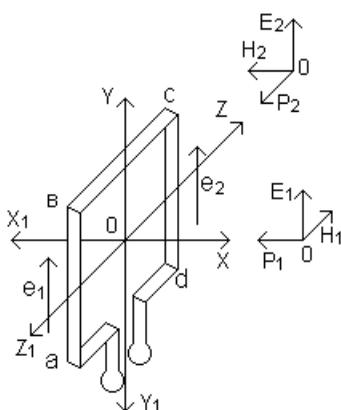


Рис. 1.23,а Принцип действия рамочной антенны.

При реализации метода минимума чаще всего используют рамочные антенны. Такие антенны представляют собой один или несколько последовательно соединенных витков провода, имеющих круглую, квадратную или многоугольную форму. На рис. 1.23,а показана прямоугольная рамочная антенна, произвольно ориентированная в пространстве. Рассмотрим ее работу.

Если вертикально поляризованная волна ( $E_1, H_1, p_1$ ) приходит с направления  $OX$ , перпендикулярного плоскости рамки (или с противоположенной стороны  $OX_1$ ), то расстояния от точки

излучения до каждой из противоположащих сторон рамки  $ab$  и  $cd$  будут одинаковыми, и электрическое поле волны  $E_1$  будет действовать на каждую сторону рамки в одинаковой фазе. В рамке появятся две равные ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ , находящиеся в одинаковой фазе, но действующие навстречу друг другу. Поэтому результирующая ЭДС равна нулю, то есть волна, пришедшая в перпендикулярном плоскости рамки направлении, не создает в ней тока.

Если же волна ( $E_2, H_2, p_2$ ) приходит с направления  $OZ$ , лежащего в плоскости рамки (или с противоположенной стороны  $OZ_1$ ), то до

противолежащих сторон рамки она приходит с некоторой разностью хода, что вызовет сдвиг по фазе между  $e_1$  и  $e_2$ . Эти ЭДС, действующие навстречу в противоположащих сторонах  $ab$  и  $cd$ , уже не компенсируют друг друга и в рамке возникает ток.

Волны, приходящие по всем другим направлениям, рамка принимает тем хуже, чем ближе это направление к перпендикуляру к плоскости рамки. Диаграмма направленности такой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, представляет собой восьмерку, образованную двумя касающимися окружностями, с резко выраженными направлениями нулевого приема (рис. 1.23,б).

Следует отметить, что напряжения на выходе рамки при приеме сигналов на правый и левый лепестки диаграммы будет отличаться по фазе на  $180^\circ$ .

Пеленгационная характеристика пеленгатора с рамочной антенной, представляющая собой синусоидальную зависимость выходного напряжения от угла прихода радиосигналов  $\varphi$ , приведена на рис.1.24.

$$u_{\text{вых}}(\varphi) = U_m \sin\varphi \quad (1.50)$$

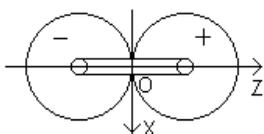


Рис.1.23,б Диаграмма направленности рамочной антенны.

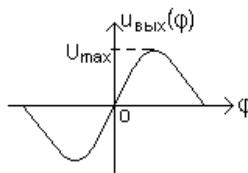


Рис.1.24 Пеленгационная характеристика.

## Равносигнальные методы пеленгации

Основным признаком таких методов является обязательное наличие так называемого равносигнального направления, формируемого антенной системой угломерной аппаратуры. Это направление является параметром пеленгатора, его можно перемещать в пространстве и его пространственное положение в любой момент времени известно. Совмещая равносигнальное направление с направлением прихода радиоволн, можно определить угловые координаты источника излучения. Точность измерения пеленга будет определяться погрешностью совмещения равносигнального направления с направлением на источник излучения. Момент совмещения определяется результатом сравнения по амплитуде сигналов принятых несколькими антеннами одновременно или одной антенной, но в различные моменты време-

ни. В первом случае такие методы называют методами одновременного сравнения сигналов, а во втором – последовательного сравнения. Рассмотрим эти методы.

### ***Метод одновременного сравнения сигналов по амплитуде (моноимпульсный метод)***

При реализации такого метода в общем случае в пеленгаторе используется антенная система, объединяющая две пары направленных антенн с одинаковыми диаграммами. Оси диаграмм направленности антенн в каждой паре смещены в пространстве друг относительно друга на небольшой фиксированный угол  $\gamma$ , как это показано для одной пары на рис.1.25,а. Пересекаясь в пространстве диаграммы формируют так называемую равносигнальную плоскость.

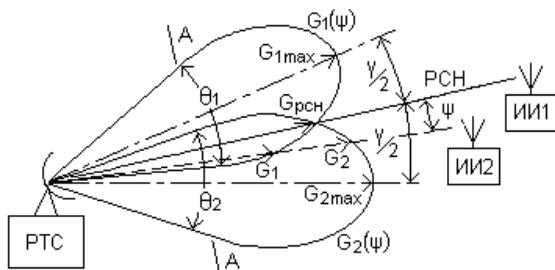


Рис. 1.25,а Формирование равносигнального направления

На рис. 1.25,б приведено сечение диаграмм направленности по линии AA и показана равносигнальная плоскость РСР. Это название говорит о том, что амплитуды сигналов, принятых каждой антенной с любого направления, лежащего в этой плоскости, будут равны между собой, так как коэффициенты усиления обеих антенн  $G_1(\psi)$  и  $G_2(\psi)$  в этой плоскости будут иметь одинаковое значение. Любое отклонение направления на источник излучения от РСР (ИИ2 на рис. 1.25,а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн  $G_{1ц}$  и  $G_{2ц}$ ). Различие будет тем значительнее, чем больше  $\psi$ .

Равносигнальные плоскости, сформированные каждой парой антенн, расположены ортогонально друг относительно друга. Линия их пересечения в пространстве является равносигнальным направлением (РСН) антенной системы (рис. 1.25,в).

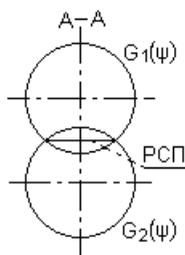


Рис. 1.25,б Равносигнальная плоскость в сечении А-А.

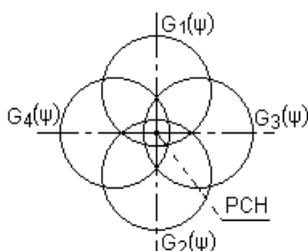


Рис. 1.25,в Равносигнальное направление в сечении А-А

Каждая пара антенн имеет, как правило, свой приёмно-усилительный канал. Процессы обработки сигналов в этих каналах идентичные, поэтому можно ограничиться рассмотрением работы пеленгатора на примере только одного канала.

Структурная схема пеленгатора приведена на рис. 1.26,а.

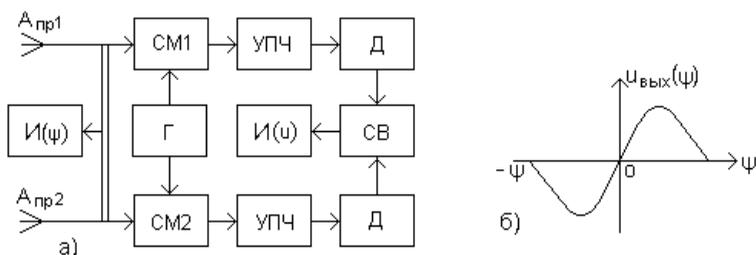


Рис. 1.26 Моноимпульсный пеленгатор: а) структурная схема; б) пеленгационная характеристика.

Сигналы, принятые каждой антенной  $A_{пр1}$  и  $A_{пр2}$ , преобразуются с помощью гетеродина  $\Gamma$  в промежуточную частоту в смесителях  $СМ1$  и  $СМ2$ , усиливаются в УПЧ, детектируются в детекторах  $Д$  и сравниваются по амплитуде в схеме вычитания  $СВ$ . Выходное напряжение схемы вычитания будет равно нулю, если источник излучения  $ИИ1$  находится на равносигнальном направлении. При отклонении источника  $ИИ2$  от равносигнального направления на выходе схемы вычитания возникает напряжение, величина и знак которого определяют величину и сторону отклонения. Таким образом, выходное напряжение схемы вычитания представляет собой пеленгационную характеристику, вид которой показан на рис. 1.26,б. Характеристика обладает нечетной симметрией относительно равносигнального направления. В

равносигнальном направлении крутизна пеленгационной характеристики максимальна, а напряжение  $u_{\text{вых}}(\psi)$  равно нулю.

Для определения направления на источник излучения необходимо поворачивать антенную систему до получения нулевого показания выходного индикатора  $I(u)$ , при котором фиксируется угловое положение РСН по индикатору  $I(\psi)$ . В системах автоматического сопровождения источников по направлению выходное напряжение схемы вычитания используется для управления устройствами, перемещающими равносигнальное направление до совмещения с направлением на источник автономно в азимутальной и угломерной плоскостях.

Рассмотренный метод пеленгации иногда называют моноимпульсным методом. Такое название методу было дано в период безраздельного господства импульсной радиолокации (1946г), чтобы подчеркнуть принципиальную возможность извлечения полной угломерной информации из каждого принятого импульса. В настоящее время моноимпульсный метод широко используется в угломерных системах и при непрерывном излучении.

Конструктивно антенная система аппаратуры, реализующей такой метод, представляет собой параболическое зеркало с четырьмя облучателями, расположенными в фокальной плоскости, но симметрично смещенными на малое расстояние относительно фокальной оси зеркала. Это смещение приводит к отклонению соответствующего лепестка диаграммы направленности антенной системы от оси зеркала. Отклонение луча для одного облучателя показано на рис.1.27.

Равносигнальные пеленгаторы совмещают основные достоинства методов максимума и минимума: это высокая крутизна пеленгационной характеристики и, как следствие, высокая точность пеленгации и достаточно большой уровень входного сигнала в рабочей зоне пеленгатора. Для получения максимальной крутизны пеленгационной характеристики пересечение диаграмм направленности осуществляют при следующем соотношении (рис. 1.25,а):

$$\gamma/2 = 0,4 \Theta, \quad (1.51)$$

где  $\gamma/2$  – смещение осей диаграмм направленности относительно РСН;  $\Theta = \Theta_1 = \Theta_2$  – ширина диаграмм направленности. Этому соотношению соответствует

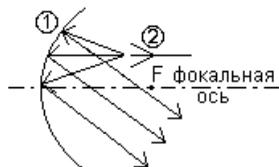


Рис. 1.27 Отклонение луча в параболическом отражателе.

$$G_{\text{РСН}}=0,8G_{\text{max}}, \quad (1.52)$$

где  $G_{\text{РСН}}$  – коэффициент усиления антенн в равносигнальном направлении;  $G_{\text{max}}=G_{1\text{max}}=G_{2\text{max}}$  – максимальный коэффициент усиления антенн.

Существенным достоинством моноимпульсных пеленгаторов является высокая помехоустойчивость, заключающаяся в том, что флуктуации амплитуды принимаемых сигналов не приведут к ошибкам определения пеленга цели, так как изменения сигналов происходит одновременно во всех каналах.

К недостаткам рассмотренного простейшего моноимпульсного пеленгатора можно отнести зависимость крутизны пеленгационной характеристики от абсолютного значения амплитуды принимаемых сигналов. Это наглядно видно из рис.1.28, на котором показаны две пеленгационные характеристики угломерной системы, построенные при различных уровнях входных сигналов: чем меньше амплитуда входных сигналов, тем меньше крутизна характеристики, тем хуже чувствительность пеленгатора.

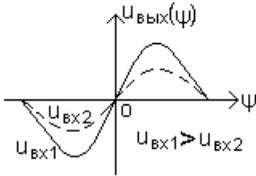


Рис. 1.28 Изменение крутизны пеленгационной характеристики.

мирования СС.

В некоторых пеленгаторах вместо АРУ используют приёмники с логарифмическими амплитудными характеристиками. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = k(\lg U_1 - \lg U_2) = k \lg \left( \frac{U_1}{U_2} \right), \quad (1.53)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности, и пеленгатор также оказывается нечувствителен к флуктуациям амплитуд входных сигналов.

К недостаткам моноимпульсного метода можно отнести относительную сложность технической реализации и необходимость иметь несколько приемных каналов.

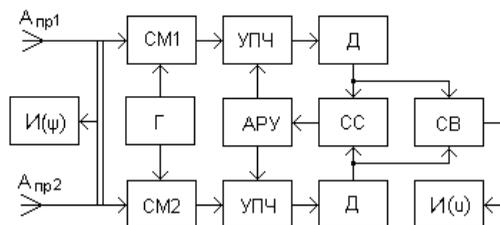


Рис. 1.29 Структурная схема суммарно – разностного пеленгатора.

Значительные погрешности при определении угловых координат с помощью таких пеленгаторов могут возникать из-за неравенства коэффициентов усиления приемных каналов и их нестабильности. Для снижения такого влияния сравнение амплитуд принятых сигналов производится, как правило, до приемных каналов непосредственно после облучателей антенны с помощью высокочастотных мостовых схем. Наибольшее применение получили гибридные четырехплечие кольцевые мосты, выполненные на волноводах, на коаксиальных линиях или на микрополосковых элементах в зависимости от рабочего диапазона частот сигналов системы.

Рассмотрим свойства кольцевого моста, схема которого приведена на рис.1.30.

Плечи моста делают определенной длины, указанной на рисунке. Если синфазные сигналы, принятые двумя облучателями антенны, подать на выходы моста 2 и 4, то до вывода 3 они пройдут одинаковые пути, равные  $\lambda/4$ , с сохранением относительного фазового сдвига и будут суммироваться по амплитуде. К выводу 1 эти сигналы придут со сдвигом по фазе на  $180^\circ$  (так как  $3/4\lambda - \lambda/4 = \lambda/2$ ) и на этом выводе образуется разностное напряжение.

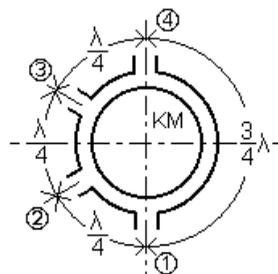


Рис.1.30 Схема высокочастотного кольцевого моста.

На рис. 1.31,а показаны в декартовой системе координат диаграммы направленности антенны пеленгатора, формируемые каждым из двух облучателей  $G_1(\psi)$  и  $G_2(\psi)$ , а ниже – на рис.1.31,б суммарная  $G_\Sigma(\psi)$  и на рис.1.31,в разностная  $G_\Delta(\psi)$  диаграммы направленности, образующиеся на соответствующих выходах кольцевого моста. Из разностной диаграммы видно, что при нахождении источника излучения на равносигнальном направлении (РСН) коэффициент уси-

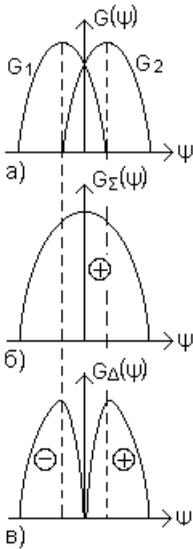


Рис. 1.31 Диаграммы направленности антенной системы пеленгатора с кольцевым мостом.

ления антенны  $G_{\Delta}$  будет минимальным и разностный сигнал равен нулю. При отклонении источника излучения от РСН фаза разностного сигнала либо совпадает с фазой суммарного  $\oplus \oplus$ , либо противоположна фазе суммарного сигнала  $\ominus \oplus$ .

Таким образом, разностная диаграмма характеризует величину и сторону углового рассогласования между РСН и линией визирования источника излучения.

Структурная схема пеленгатора с кольцевым мостом приведена на рис.1.32.

Суммарный  $U_{\Sigma}$  и разностный  $U_{\Delta}$  сигналы поступают на входы соответствующих приёмных каналов, в которых они преобразуются с помощью смесителей СМ1 и СМ2 и гетеродина Г в промежуточную частоту и усиливаются до необходимого уровня в УПЧ.

В амплитуде разностного сигнала заложена информация о величине углового рассогласования. Для определения стороны отклонения линии визирования источника излучения относительно РСН нужно сравнить фазу сигнала разностного канала с фазой сигнала суммарного канала. Это сравнение осуществляется с помощью ключевого фазового детектора ФД, на который подаются сигналы с выходов обоих приемных каналов. Такой детектор можно представить как электронный ключ, управляемый одним из входных сигналов, с интегратором ИН на выходе (рис.1.33).

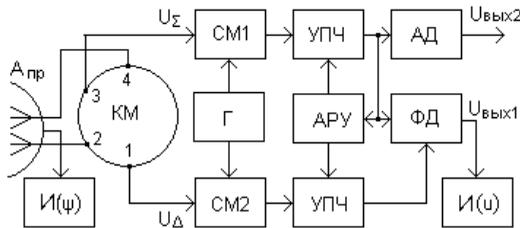


Рис. 1.32 Структурная схема моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.

В данном случае в качестве опорного (управляющего) используется суммарный сигнал  $U_{\Sigma}$  пеленгатора, который замыкает ключ при положительной полуволне напряжения. Напряжение на выходе детектора  $u_{\text{ВЫХ}}$  будет определяться величиной и относительным фазовым сдвигом сигнала разностного канала. В общем случае выходное напряжение будет равно

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-\phi}^{t+\phi} U_{\text{К}}(t) dt, \quad (1.54)$$

где  $t_{\phi} = \frac{T}{2\pi} \Delta\phi$ ;  $\Delta\phi$  – фазовый сдвиг между разностным  $U_{\Delta}$  и суммарным  $U_{\Sigma}$  сигналами.

На рис.1.34 приведены временные диаграммы, поясняющие работу ключевого фазового детектора при синфазных (рис. 1.34,а) и противофазных (рис.1.34,б) разностном и суммарном сигналах, при двух значениях амплитуд разностного сигнала (сплошная и пунктирная линии).

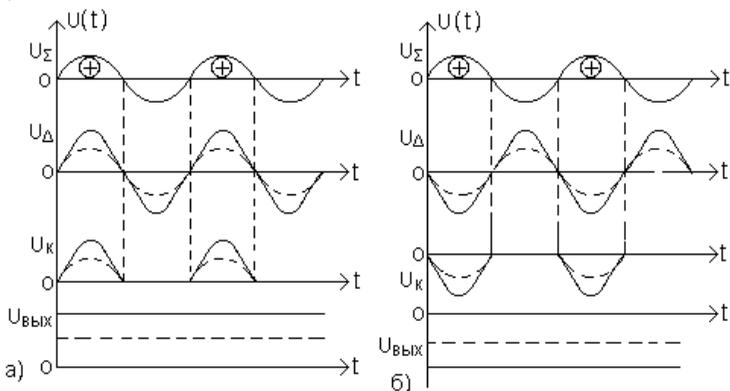


Рис. 1.34 Диаграммы поясняющие работу ключевого фазового детектора: а) суммарный и разностный сигналы синфазные; б) – противофазные.

Зависимость выходного напряжения фазового детектора от угла прихода радиоволн, показанная на рис.1.35, является пеленгационной характеристикой такого измерителя.

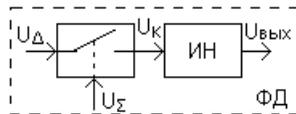


Рис. 1.33 Эквивалентная схема ключевого фазового детектора.

Таким образом, для измерения углового положения источника излучения необходимо определить амплитуды и знаки выходных сигналов азимутального и угломестного каналов такого пеленгатора.

Практически направление на источник излучения с помощью таких систем определяют следующим образом. Антенную систему поворачивают так, чтобы РСН совместилось с линией визирования источника излучения. Критерием совмещения являются нулевые показания индикаторов  $I(u)$  на выходах каждого канала пеленгатора. Угловые координаты источника излучения отсчитывают по индикаторам антенного устройства  $I(\psi)$ .

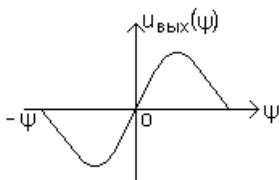


Рис. 1.35 Пеленгационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с кольцевым мостом.

Сигнал с выхода суммарного канала в пределах рабочего участка пеленгационной характеристики максимален и практически мало изменяется по амплитуде. Это позволяет использовать его для автоматической регулировки усиления АРУ, а также, после детектирования в амплитудном детекторе АД, в комплексных РТС для обнаружения целей и измерения других навигационных параметров таких, как дальность и скорость ( $U_{\text{вых}2}$  на рис.1.32).

При технической реализации рассмотренного метода необходимо иметь в виду то, что к конструкции высокочастотного тракта пеленгатора должны предъявляться требования высокой точности изготовления. Фазовые погрешности в цепях облучателей зеркала антенны и кольцевого моста, обусловленные неточностью изготовления, должны быть весьма малы. В противном случае будут возникать погрешности измерения координат, так как амплитуда разностного сигнала  $U_{\Delta}$  не будет равна нулю даже при равенстве сигналов, принимаемых каждым лепестком антенны.

### ***Метод последовательного сравнения сигналов по амплитуде (амплитудно-фазовый метод)***

При реализации такого метода используется антенна с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол  $\gamma$  (рис. 1.36).

Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью  $\Omega_A$ . Так как ось диаграммы направленности при вращении перемещается по образующей кругового конуса, такое вращение носит название конического сканирования. На рис.1.36 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН) характерное тем, что коэффициент усиления антенны  $G(\psi)$  в этом направлении (направление на источник излучения ИИ1) и, соответственно, амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления, не зависят от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (рис. 1.37,а). Если же источник излучения будет смещен относительно РСН на угол  $\psi$  (направление на ИИ2), то будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы, и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

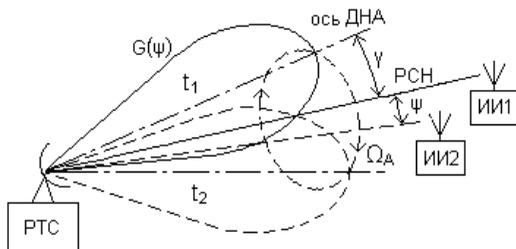


Рис. 1.36 Формирование равносигнального направления в амплитудно – фазовом пеленгаторе.

На рис.1.36 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ . Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН) характерное тем, что коэффициент усиления антенны  $G(\psi)$  в этом направлении (направление на источник излучения ИИ1) и, соответственно, амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления, не зависят от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (рис. 1.37,а). Если же источник излучения будет смещен относительно РСН на угол  $\psi$  (направление на ИИ2), то будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы, и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

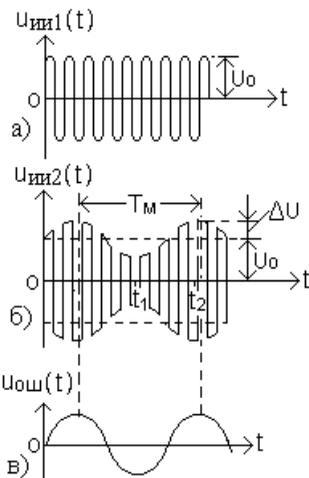


Рис. 1.37 Вид принимаемых сигналов и сигнал ошибки.

$$u_{пр}(t) = U_0 [1 + m \cos(\Omega_A t - \Phi)] \cos \omega_0 t, \quad (1.55)$$

где  $U_0$  – амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ( $\psi = 0$ );  $\omega_0$  – частота несущего колебания;  $\Omega_A$  – частота сканирования;  $\Phi$  – начальная фаза огибающей модуляции;  $m$  – коэффициент глубины модуляции.

$$m = \frac{\Delta U}{U_0}. \quad (1.56)$$

При этом глубина амплитудной модуляции  $m$  прямо пропорциональна углу рассогласования  $\psi$ , а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно-модулированного сигнала, принимаемого с направления на ИИ2, показан на рис. 1.37,б. Моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  соответствуют положениям диаграммы направленности на рис.1.36. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_M = \frac{2\pi}{\Omega_A}. \quad (1.57)$$

Таким образом, с помощью антенной системы осуществляется преобразование угла рассогласования в изменение амплитуды принимаемых сигналов.

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов, можно получить информацию о величине и стороне отклонения источника излучения от РСН. Огибающую в этом случае называют сигналом ошибки (рис.1.37,в).

$$u_{\text{ош}}(t) = U_{\text{ош}} \cos(\Omega_A t - \Phi). \quad (1.58)$$

Структурная схема, реализующая рассмотренный алгоритм работы, приведена на рис.1.38.

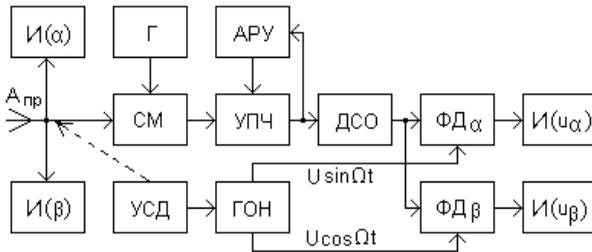


Рис.1.38 Структурная схема амплитудно – фазового пеленгатора.

Супергетеродинный приёмник преобразует по частоте (смеситель СМ и гетеродин Г), усиливает (усилитель промежуточной частоты УПЧ) и нормирует (автоматическая регулировка усиления АРУ) принятые антенной  $A_{\text{пр}}$  сигналы.

Выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление по-

ложением антенны для совмещения РСН с линией визирования источника излучения ЛВ производится как правило в азимутальной и угломестной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям источника излучения  $\alpha$  и  $\beta$  в этих плоскостях. Эти углы показаны на рис.1.39. Определим их.

Линейное отклонение источника излучения  $\rho$  относительно РСН на расстоянии  $R$  от РТС равно

$$\rho = R \sin \psi, \quad (1.59)$$

где  $R$  – расстояние до источника излучения.

При  $R \gg \rho$ ,  $\sin \psi \cong \psi$ , тогда

$$\rho = R\psi. \quad (1.60)$$

Аналогично можно определить отклонения проекций источника излучения на координатные оси  $OX$  и  $OY$  в картинной плоскости КПл, т.е. плоскости перпендикулярной РСН.

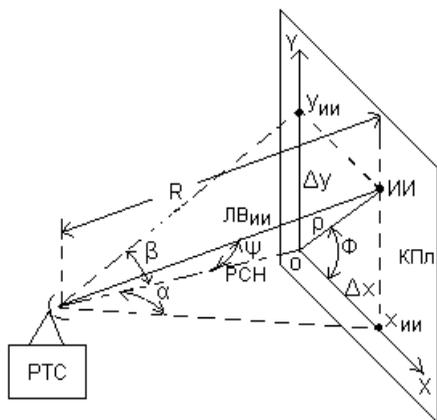


Рис. 1.39 Определение углов отклонения цели относительно равносигнального направления.

$$\Delta x = R\alpha \text{ и } \Delta y = R\beta. \quad (1.61)$$

Эти же отклонения можно определить как проекции вектора  $\rho$  на оси  $OX$  и  $OY$

$$\Delta x = \rho \cos \Phi \text{ и } \Delta y = \rho \sin \Phi, \quad (1.62)$$

где  $\Phi$  – угловая координата источника излучения в картинной плоскости.

Приравняем правые части полученных уравнений и, подставляя вместо  $\rho$  его значение, получим

$$R \alpha = R \psi \cos \Phi \text{ и } R \beta = R \psi \sin \Phi, \quad (1.63)$$

$$\text{откуда} \quad \alpha = \psi \cos \Phi \text{ и } \beta = \psi \sin \Phi. \quad (1.64)$$

Аппаратурное разделение сигнала ошибки на две составляющие осуществляется в фазовых детекторах  $\Phi Д_\alpha$  и  $\Phi Д_\beta$ , в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, выра-

батываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг друг относительно друга на  $\pi/2$ :

$$u_{оп1}(t) = U_{оп1} \cos \Omega_A t \text{ и } u_{оп2}(t) = U_{оп2} \sin \Omega_A t. \quad (1.65)$$

Переходная характеристика каждого фазового детектора представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от величины углового рассогласования линии визирования источника излучения и РСН в соответствующей плоскости (рис.1.40).

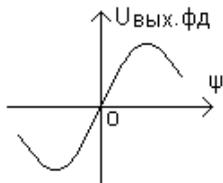


Рис.1.40 Переходная характеристика фазового детектора.

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД, и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы. На выходах фазовых детекторов образуются напряжения пропорциональные величинам углового рассогласования в азимутальной и угломестной плоскостях:

$$u_\alpha = U_{ош} \cos \Phi \text{ и } u_\beta = U_{ош} \sin \Phi. \quad (1.66)$$

Систему, объединяющую ДСО, два фазовых детектора и ГОН, иногда называют устройством преобразования координат.

При совмещении РСН с линией визирования цели исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов, и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю, что фиксируют индикаторы  $I(u_\alpha)$  и  $I(u_\beta)$ . В этот момент можно сделать отсчёты угловых координат цели по индикаторам антенной системы  $I(\alpha)$  и  $I(\beta)$  (рис.1.38).

Пеленгаторы, реализующие амплитудно-фазовый метод, имеют более простую конструкцию по сравнению с моноимпульсными измерителями, лучшие массогабаритные показатели и меньшую стоимость. Для определения углового отклонения источника излучения от РСН в двух взаимно перпендикулярных плоскостях в таких устройствах достаточно одного приемного канала. К элементам и узлам антенны и приемника предъявляются умеренно жесткие требования к точности и стабильности.

В настоящее время используют различные варианты технической реализации пеленгационных антенн с коническим сканированием диаграммы направленности. В одном из вариантов сканирование

диаграммы создается с помощью наклонного сбалансированного параболического зеркала, вращающегося вокруг неподвижного облучателя. В другом варианте осуществляется волнообразное круговое движение плоского отражателя энергии облучателя антенны. Существуют также антенны в виде плоских фазированных антенных решеток с электронным управлением диаграммой направленности.

Основной недостаток амплитудно-фазовых пеленгаторов состоит в их чувствительности к амплитудным флуктуациям принимаемого сигнала. За время анализа сигнала ошибки  $t_{ан}$ , которое не может быть меньше периода сканирования  $T_{ск}$ ,

$$t_{ан} \geq T_{ск} = \frac{2\pi}{\Omega_A}, \quad (1.67)$$

амплитуда приходящего сигнала может измениться, что приведет к искажению сигнала ошибки и, как следствие, к погрешности измерения угловых координат. Существенное увеличение погрешности может происходить при воздействии на систему помех с амплитудной модуляцией на частоте близкой или равной частоте сканирования. Такие помехи не могут быть полностью отфильтрованы и приводят к нарушению нормального режима работы измерителя.

### ***Фазовые методы***

Фазовые методы основаны на сравнении фаз сигналов, принятых антенной системой, имеющей несколько точек приема разнесенных в пространстве. В общем случае такая система состоит из двух пар приемных антенн. Каждая пара позволяет определить угловые координаты источника излучения в одной плоскости. Алгоритм измерения для каждой пары антенн одинаковый, поэтому можно ограничиться рассмотрением процесса пеленгования в одной плоскости, как это показано на рис. 1.41.

Фазовые центры приемных антенн  $A_{Пр1}$  и  $A_{Пр2}$  расположены на расстоянии  $d$  друг от друга, которое называется базой антенной системы. Обычно длина базы значительно меньше расстояния до источника сигнала  $R$

$$d \ll R, \quad (1.68)$$

поэтому можно принять фронт приходящей волны в пределах базы плоским, а пути прихода радиоволны в окрестности антенной систе-

мы параллельными. Чтобы показать в принятом масштабе рисунка, что сигналы на вход антенной системы приходят от одного источника излучения ИИ, линии прихода сигналов имеют условный излом.

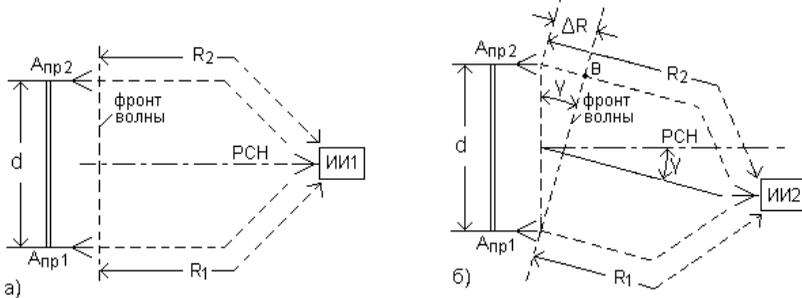


Рис. 1.41 Фазовый метод пеленгации.

Если источник излучения ИИ1 (рис. 1.41,а) будет находиться в направлении, совпадающем с нормалью к середине базы, то радиоволна от источника пройдет одинаковое расстояние до каждой антенны  $R_1=R_2$  и сигналы на выходе антенн будут иметь одинаковые фазы. Это направление называют равносигнальным направлением РСН. При отклонении направления на источник излучения ИИ2 (рис. 1.41,б) от равносигнального направления принятые антеннами сигналы будут иметь фазовый сдвиг, пропорциональный разности расстояний  $R_1$  и  $R_2$ .

Пусть сигнал принятый антенной  $A_{\text{пр}1}$  будет представлен в виде

$$u_1(t) = U_1 \cos(\omega t + \varphi), \quad (1.69)$$

то сигнал принятый антенной  $A_{\text{пр}2}$  будет

$$u_2(t) = U_2 \cos[\omega(t + t_R) + \varphi]. \quad (1.70)$$

Разность фаз этих сигналов равна

$$\Delta\varphi = \omega t_R, \quad (1.71)$$

где  $t_R = \Delta R / c$  – время запаздывания сигналов, принимаемых антенной  $A_{\text{пр}2}$ ;  $\Delta R = R_2 - R_1$ .

Так как

$$\omega = 2\pi f = 2\pi / T, \quad (1.72)$$

то разность фаз можно представить таким образом

$$\Delta\varphi = 2\pi \Delta R / \lambda. \quad (1.73)$$

Угол между направлением прихода волны и равносигнальным направлением на рис. 1.41,б обозначен  $\gamma$ , поэтому фронт волны образует с базой антенны также угол  $\gamma$ .

Разность расстояний  $\Delta R$  из треугольника  $A_{\text{Пр1}}, A_{\text{Пр2}}, B$  можно выразить следующим образом

$$\Delta R = d \sin \gamma, \quad (1.74)$$

тогда 
$$\Delta \varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma, \quad (1.75)$$

откуда 
$$\gamma = \arcsin \frac{\Delta \varphi \lambda}{2\pi d}. \quad (1.76)$$

При малых углах рассогласования

$$\sin \gamma \approx \gamma \text{ и } \gamma \approx \frac{\Delta \varphi \lambda}{2\pi d}. \quad (1.77)$$

Длина волны  $\lambda$  и величина базы  $d$  являются параметрами системы. Следовательно:

$$\gamma = K \Delta \varphi, \quad (1.78)$$

где  $K = \lambda / 2\pi d = \text{const}$ .

Структурная схема одного из вариантов реализации фазового пеленгатора приведена на рис. 1.42.

В качестве фазочувствительного элемента в таких пеленгаторах используют фазовые детекторы ФД. Для исключения влияния флуктуаций амплитуды входных сигналов на результаты измерений, сигналы до подачи на фазовый детектор нормируют по амплитуде путем ограничения (ОГ на рис. 1.42) или применения эффективной АРУ в усилительных каналах приемника Пр.

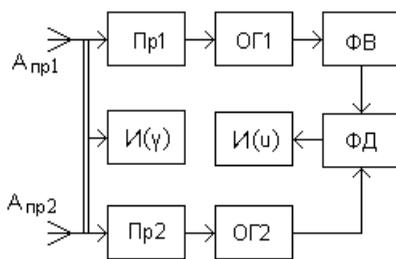


Рис. 1.42 Структурная схема фазового пеленгатора.

Напряжение на выходе фазового детектора можно записать в виде

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \cos \Delta \varphi = K_{\text{фд}} U_0 \cos \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \gamma \right), \quad (1.79)$$

где  $U_0$  – нормированная амплитуда;  $K_{\text{фд}}$  – коэффициент передачи фазового детектора. Так как  $\cos \Delta \varphi$  – функция четная, то знак напряжения на выходе детектора не зависит от стороны отклонения направ-

ления на источник излучения от равносигнального направления. Для устранения этого недостатка в один из приемных каналов вводят фазосдвигающую цепь на  $\pi/2$  ФВ. Окончательно выходное напряжение фазового детектора принимает вид

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma\right). \quad (1.80)$$

При малых значениях  $\gamma$  зависимость  $u_{\text{фд}}(\gamma)$  имеет приближённо линейный характер :

$$u_{\text{фд}}(\gamma) = K_{\text{фд}} U_0 \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \gamma\right). \quad (1.81)$$

Зависимость нормированного напряжения фазового детектора от угла рассогласования  $\gamma$  называется пеленгационной характеристикой угломерной системы (рис.1.43)

$$F(\gamma) = \frac{u_{\text{фд}}(\gamma)}{U_0}. \quad (1.82)$$

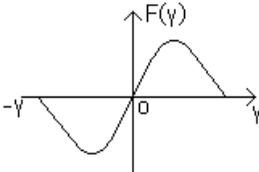


Рис. 1.43 Пеленгационная характеристика

Определение пеленга источника излучения можно осуществлять двумя путями: либо находить значение и знак угла рассогласования  $\gamma$  по показаниям индикатора выходного напряжения  $I(u)$ , либо поворачивать антенную систему до тех пор, пока выходное напряжение не окажется равным нулю, что соответствует равенству нулю и угла  $\gamma$ , и отсчитывать

пеленг по индикатору положения антенной системы  $I(\gamma)$ .

Производную пеленгационной характеристики при  $\gamma \rightarrow 0$  называют крутизной пеленгационной характеристики или чувствительностью пеленгования

$$S_{\gamma} = \left| \frac{dF(\gamma)}{d\gamma} \right|_{\gamma \rightarrow 0} = 2\pi \frac{d}{\lambda}. \quad (1.83)$$

Из выражения видно, что чувствительность пеленгования зависит от отношения  $d/\lambda$ , которое называют относительной базой. С увеличением

относительной базы чувствительность, и соответственно точность пеленгования, возрастают. Однако при  $d/\lambda > 1/2$  может появиться неоднозначность измерения угловых координат из-за периодичности пеленгационной характеристики (сплошная линия на рис.1.44).

Для исключения неоднозначности производят измерения при различных отношениях  $d/\lambda$ , то есть используют многошкальный метод построения системы (так же, как в фазовых дальномерных системах). Антенная система в таких измерителях имеет несколько баз. При этом малая база образует грубую шкалу с однозначным отсчетом угловой координаты, а большая база – точную шкалу. На рис.1.44 штриховой линией показана пеленгационная характеристика системы с малой относительной базой  $d_2/\lambda < d_1/\lambda$ . Очевидно, что погрешность измерения по грубой шкале не должна превышать интервал однозначности точной шкалы  $\Delta\gamma$ . Применение многобазовых фазовых измерителей позволяет обеспечить весьма высокоточное и однозначное определение угловых координат в широком секторе.

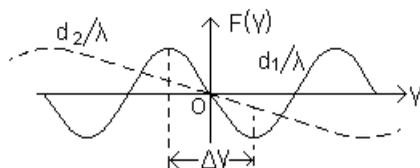


Рис. 1.44 Влияние относительной базы на пеленгационную характеристику.

К недостаткам фазовых пеленгаторов нужно отнести то, что нестабильность фазовых характеристик усилительных каналов приводит к смещению равносигнального направления антенной системы и, следовательно, к ошибкам пеленгации.

Уменьшить такое влияние позволяет применение суммарно-разностных пеленгаторов, в которых на входе системы с помощью высокочастотных мостовых схем образуется сумма и разность принятых сигналов аналогично тому, как это осуществляется в моноимпульсных амплитудных пеленгаторах. Структурная схема такого пеленгатора приведена на рис.1.45.

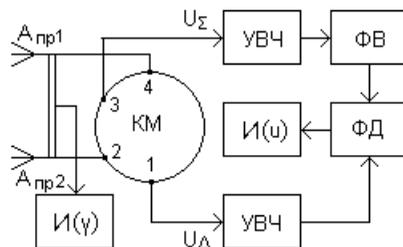


Рис. 1.45 Структурная схема фазового пеленгатора с кольцевым мостом.

Суммарный и разностный сигналы после кольцевого моста КМ усиливаются двумя идентичными усилителями высокой частоты УВЧ и сравниваются по фазе в фазовом детекторе ФД. Измерение угловой координаты осуществляют по индикатору антенной системы  $I(\gamma)$  при нулевом показании индикатора  $I(u)$  на выходе фазового детектора. Изменения фазовых сдвигов в каналах усиления такой схемы приводит лишь к изменению крутизны пеленгационной характеристики.

Фазовые пеленгаторы обладают ограниченной разрешающей способностью по угловым координатам. Так два или более источника излучения, находящиеся на различных направлениях, при одновременном приеме создадут в антеннах результирующий сигнал соответствующий некоторому усредненному направлению, приводящему к ошибке пеленгации отдельных источников. Для повышения разрешающей способности по угловым координатам необходимо применять антенны с достаточно узкой диаграммой направленности.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какие методы используют для определения направления на источник излучения?
2. Расскажите об общих принципах работы радиопеленгаторов.
3. Назовите главные элементы и основные характеристики радиопеленгаторов.
4. Поясните принципы пеленгации по методу максимума.
5. Поясните принципы пеленгации по методу минимума.
6. Какие равносигнальные методы пеленгации вы знаете?
7. Как определяют направление на источник излучения моноимпульсным методом?
8. Поясните принцип действия высокочастотного кольцевого моста.
9. Нарисуйте структурную схему пеленгатора с кольцевым мостом на входе и поясните принцип его работы.
10. Как определяют направление на источник излучения амплитудно-фазовым методом?
11. Нарисуйте структурную схему амплитудно-фазового пеленгатора и поясните принцип его работы.
12. Как определяют направление на источник излучения фазовым методом?
13. Нарисуйте структурную схему фазового пеленгатора и поясните принцип его работы.

## **1.7 Определение местоположения источников излучения**

### ***Общие сведения***

Местоположение источников излучения определяется координатами, отсчитываемыми в той или иной системе, в большинстве случаев в декартовой или полярной системе координат. При определении местоположения часто используют понятия о поверхностях и линиях положения

Поверхностью положения называется геометрическое место точек пространства, имеющее постоянное значение какого-либо навигационного параметра. К навигационным параметрам относят угловые координаты, скорость движения объектов, расстояния до каких-либо пунктов и т.д. Пересечение в пространстве двух поверхностей положения образует линию положения, все точки которой также характеризуются неизменным значением того или иного навигационного параметра (иногда её называют изолинией).

Формы поверхностей и линий положения определяются видом используемого навигационного параметра. Постоянное расстояние от измерителя образует сферическую поверхность, постоянная угловая координата – поверхность положения в виде плоскости.

Местоположение источника излучения, в виде точки пространства, определяется пересечением трех поверхностей положения, или двух линий положения, или поверхности и линии положения.

В соответствии с видом используемого параметра различают дальномерный, разностно–дальномерный, угломерный и комбинированный угломерно–дальномерный методы определения местоположения источника излучения.

В методах связанных с измерением дальности необходимо иметь опорное время, относительно которого определяется запаздывание принимаемых сигналов, пропорциональное расстоянию до источника излучения. В аппаратуре РТР такой опоры нет, поэтому для определения местоположения источников излучения с помощью такой аппаратуры используют только угломерные методы.

Чаще всего местоположения источников излучения определяют прямым или косвенным методом.

## Прямой метод

При реализации такого метода аппаратура РТР, расположенная на каком – либо носителе (искусственном спутнике Земли или самолёте), последовательно «просматривает» с помощью узконаправленной антенны полосу земной поверхности, находящуюся под носителем (рис.1.46).

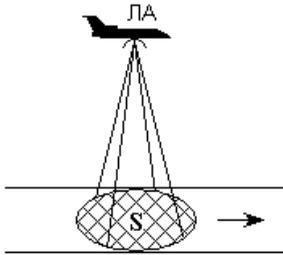


Рис.1.46 Последовательный просмотр подстилающей поверхности

Такой способ иногда называют вертикальным способом просмотра пространства. В момент приёма сигналов производится фиксация местоположения источника сигналов.

Для симметричной диаграммы направленности антенны её сечение у подстилающей поверхности будет иметь форму круга. Радиус круга  $r$  (рис.1.47) можно определить из соотношения

$$\frac{r}{h} = \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}, \quad (1.84)$$

где  $h$  – высота полёта носителя,  $\Theta$  – ширина диаграммы направленности антенны.

$$r = h \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}. \quad (1.85)$$

Площадь круга

$$S_{\text{кр}} = \pi r^2 = \pi \left( h \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2} \right)^2. \quad (1.86)$$

Площадь этого круга определяет так называемую географическую разрешающую способность системы. Такая разрешающая способность характеризует неопределённость географического положения источника излучения, которая зависит от высоты полёта  $h$  и от ширины диаграммы направленности антенны  $\Theta$ . При снижении высоты полёта и сужении диаграммы направленности неопределённость положения источника излучения будет уменьшаться, но при этом будет уменьшаться и просматриваемая площадь подстилающей поверхности.

Повышение разрешающей способности можно получить за счёт многократного просмотра заданного пространства с взаимным перекрытием площадей, охватываемых приёмной антенной при каждом

пролёте. На рис.1.48 показана зона перекрытия просматриваемых площадей для двух пролётов. Коэффициент улучшения разрешающей способности определяют как отношение площади просмотра  $S_1 = S_2$  к площади взаимного перекрытия  $S_{1,2}$ :

$$\kappa = \frac{S_1}{S_{1,2}}. \quad (1.87)$$

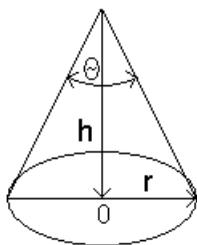


Рис.1.47 К определению площади просмотра

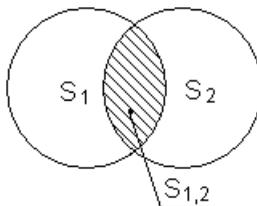


Рис.1.48 Зона перекрытия площадей просмотра

## ***Косвенный метод***

Полёт над источниками излучения не всегда возможен. В мирное время политические соображения не позволяют открыто нарушать воздушное пространство суверенных государств. Поэтому перехват источников излучения осуществляют в горизонтальной плоскости.

Пеленгация источников излучения в этом случае осуществляется из нескольких точек, расположенных на известной базовой линии. Определение местоположения источника излучения производится методом триангуляции, по формулам, связывающим координаты источника с его пеленгами и расстояниями между точками измерения.

Рассмотрим проблему определения географической разрешающей способности для наиболее типичного метода перехвата сигналов источника излучения из двух различных точек. Такая ситуация показана на рис.1.49.

Пеленгаторы Пел<sub>1</sub> и Пел<sub>2</sub> расположены на расстоянии  $d$  друг от друга на базовой линии  $L$ . Расстояния от пеленгаторов до источника излучения ИИ обозначены соответственно  $r_1$  и  $r_2$ . Минимальное расстояние от базовой линии до источника излучения составляет  $R$ . Уг-

лы пеленгации источника излучения относительно базовой линии обозначены  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , а индексами  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  – эффективная ширина диаграмм направленности приёмных антенн пеленгаторов Пел<sub>1</sub> и Пел<sub>2</sub>.

Пересечение диаграмм направленности приёмных антенн вследствие их конечной ширины создаёт область неопределённости, которая и определяет географическую разрешающую способность.

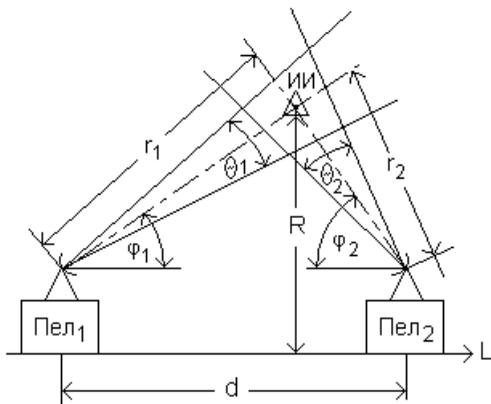


Рис. 1.49 Определение географической разрешающей способности косвенным методом

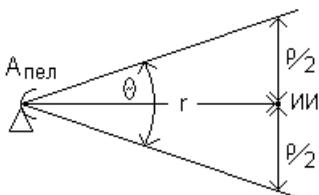
Будем считать, что объект разведки является точечным источником излучения и требуется возможно точнее определить его местоположение. Для этого рассмотрим более подробно влияние положения точек, из которых осуществляется пеленгация, на точность определения местоположения источника излучения. Определим область неопределённости для двух крайних случаев. Во – первых, представим себе, что пеленгация источника излучения осуществляется из двух весьма близких друг к другу точек, т.е. расстояние между пеленгаторами  $d$  стремится к нулю. В этом случае положение источника излучения может быть определено номинальным углом  $\varphi_1$  и расстоянием до источника  $r_1$ , причём

$$0 < r_1 < \infty. \quad (1.88)$$

Второй крайний случай относится к бесконечно большому расстоянию между пеленгаторами, т.е.  $d = \infty$ . В этом случае результат получается также неопределённым, поскольку линейный раствор диаграммы направленности антенны в районе источника излучения

будет также бесконечным. Можно ожидать что между этими двумя пределами существует некоторое оптимальное расстояние между точками пеленгации источника излучения, при котором область неопределённости будет наименьшая.

Линейный развор диаграммы направленности пеленгационной антенны на любом расстоянии от антенны (рис. 1.50) будет равен



$$\rho = 2r \operatorname{tg} (\Theta/2). \quad (1.89)$$

Рис. 1 50 К определению линейного раствора диаграммы направленности антенны

Поэтому площадь пересечения диаграмм направленности антенн пеленгаторов Пел<sub>1</sub> и Пел<sub>2</sub> в районе источника излучения будет определяться значениями размеров линейных растворов этих диаграмм в

области неопределённости. Для антенны пеленгатора Пел<sub>1</sub>

$$\rho_1 = 2r_1 \operatorname{tg} (\Theta/2), \quad (1.90)$$

а для антенны пеленгатора Пел<sub>2</sub>

$$\rho_2 = 2r_2 \operatorname{tg} (\Theta/2). \quad (1.91)$$

Для большей наглядности область пересечения диаграмм (область неопределённости) показана на рис.1.52 в увеличенном масштабе. Если допустить, что на расстоянии, равном дальности от каждой антенны до источника излучения, стороны лучей диаграмм направленности антенн параллельны (что не совсем точно, однако допустимо для упрощения геометрических соотношений), то область неопределённости будет иметь форму параллелограмма. Таким образом, величины  $\rho_1$  и  $\rho_2$  являются расстояниями по перпендикуляру между противоположными сторонами параллелограмма, как это показано на рис. 1.51.

Площадь этого параллелограмма равна

$$S = \rho_1 \rho_2 / \sin \alpha, \quad (1.92)$$

где  $\alpha = 180^\circ - (\varphi_1 + \varphi_2)$ .

Подставляя соответствующие значения в выражение (1.92), получим

$$S = 4 \rho_1 \rho_2 (\operatorname{tg} \Theta/2)^2 / \sin (\varphi_1 + \varphi_2). \quad (1.93)$$

Предположим, что мы осуществляем пеленгацию источника излучения пеленгатором Пел<sub>1</sub> под углом  $\varphi_1$ . Величина  $\rho_2$  является функцией угла  $\varphi_2$  и может быть выражена как

$$\rho_2 = R / \sin \varphi_2. \quad (1.94)$$

Тогда

$$S = 4 \rho_1 R (\operatorname{tg} \Theta/2)^2 / \sin (\varphi_1 + \varphi_2) \sin \varphi_2. \quad (1.95)$$

В этом уравнении площадь области неопределённости даётся как функция одной переменной  $\varphi_2$ .

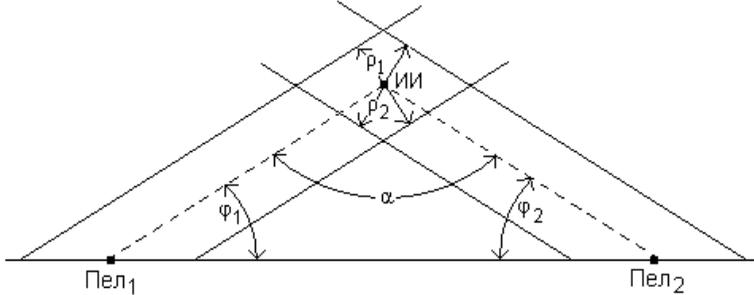


Рис.1.51 Область пересечения диаграмм направленности антенн пеленгаторов

Для нахождения минимального значения площади области неопределённости нужно продифференцировать полученное уравнение, т.е. получить

$$dS / d\varphi_2. \quad (1.96)$$

После вычислений, преобразований и сокращений получим такое выражение

$$\sin \varphi_1 \cos 2\varphi_2 + 2 \cos \varphi_1 \sin \varphi_2 \cos \varphi_2 = 0. \quad (1.97)$$

Это уравнение определяет оптимальное значение угла  $\varphi_2$ , при котором область неопределённости имеет свой минимум.

Например, если пеленгатор Пел<sub>1</sub> определил направление на источник излучения под углом  $\varphi_1 = 30^\circ$ , то минимальную площадь области неопределённости можно получить в том случае, когда второй пеленгатор определит направление на источник излучения под углом  $\varphi_2 = 75^\circ$ . Если, например, второй пеленгатор будет принимать сигналы источника излучения под углом  $\varphi_2 = 30^\circ$ , то размер области неопреде-

лённости в три раза превысит минимальный размер, полученный при  $\varphi_2 = 75^\circ$ .

На рис.1.52 представлено семейство кривых для различных значений  $\varphi_1$ . Каждая кривая имеет свой минимум.

Анализ кривых показывает, что минимальная величина области неопределённости и, следовательно, наилучшая географическая разрешающая способность при реализации данного метода будут получены, если пеленгация источника излучения обоими пеленгаторами будет осуществляться под одинаковыми углами, равными  $60^\circ$ , т.е.

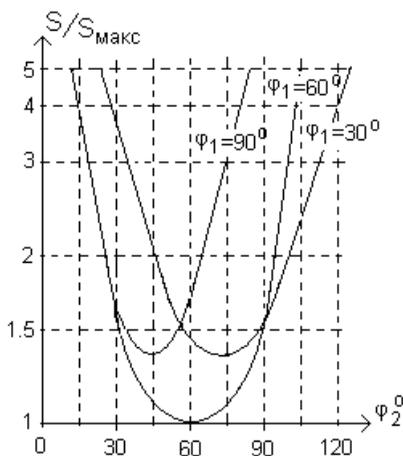


Рис.1.52 Зависимость площади неопределённости от углов пеленгации

стояния между источником излучения и базовой линией R и от ширины диаграммы направленности антенн пеленгаторов  $\Theta$

$$S_{\min} = 6,2 R^2 (\text{tg } \Theta/2)^2. \quad (1.99)$$

При реализации рассмотренного метода определения местоположения источника излучения с помощью аппаратуры, размещённой на летательном аппарате, используется либо одна вращающаяся антенна, либо две одинаковые антенны, установленные под углом  $60^\circ$  к продольной оси летательного аппарата. Пеленгация источника излучения в этом случае осуществляется одной аппаратурой, но в различные моменты времени.

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение поверхности и линии положения.
2. Какие методы определения местоположения источников излучения вы знаете?

3. Какие ограничения не позволяют использовать ряд методов определения местоположения источников излучения в целях радиоразведки?
4. Поясните, как реализуют прямой метод определения местоположения источников излучения.
5. Поясните, как реализуют косвенный метод определения местоположения источников излучения.
6. При каких условиях можно получить наилучшую разрешающую способность пеленгации источников излучения?

## **Глава 2 МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ**

### **2.1 Общие сведения о методах и средствах радиопротиводействия**

История развития человечества показывает, что появление новых средств нападения приводит к необходимости создания средств борьбы с ними, средств защиты. В древности для защиты от копья и меча появился щит. Широкое применение в войсках скорострельного стрелкового оружия привело к созданию бронемашин, танков.

В настоящее время основу систем управления войсками и оружием во всех видах вооружённых сил современных государств составляют радиоэлектронные средства. Наиболее широко такие средства используются в авиации, в войсках противовоздушной и противоракетной обороны, на флоте. Современные радиоэлектронные комплексы управления ракетным и ствольным оружием значительно повысили вероятность поражения любых летательных аппаратов, надводных судов и наземных объектов.

В то же время радиоэлектронные средства являются одним из наиболее уязвимых звеньев систем управления, поскольку они обнаруживаются по излучению и их работе может быть оказано радиопротиводействие, т.е. противодействие радиотехническими методами.

Радиопротиводействие (РПД) – это временное нарушение нормального функционирования радиоэлектронных систем и средств управления войсками и оружием при воздействии на них умышленно создаваемых помех.

Из этого определения видно, что в отличие от физических средств поражения, системы РПД временно нарушают нормальное функционирование радиоэлектронных средств и тем самым срывают выполнение возложенных на них задач. В современных условиях РПД является одним из важнейших видов обеспечения боевых действий авиации, флота, сухопутных войск.

В зависимости от реальной обстановки и конкретной боевой задачи РПД может осуществляться активными или пассивными методами, а также с помощью комплексирования этих методов.

Эффективность РПД во многом зависит от информационного обеспечения о расположении радиоэлектронных систем эвентуально-

го противника, о режимах их работы, о тактических и технических характеристиках. Эту информацию получают всеми видами разведки, в том числе методами и средствами радиотехнической разведки.

Развитие методов и средств РПД породило контррадиопротиводействие, в задачу которого входит разработка методов и средств защиты радиоэлектронных систем, снижающих эффективность РПД, обеспечивающих получение необходимой информации с помощью радиоэлектронных средств в условиях радиопротиводействия и затрудняющих противнику организацию и применение средств РПД.

Борьба методов радиопротиводействия и контррадиопротиводействия составляет две стороны конфликтной ситуации. В философском смысле это диалектическая борьба мер и контрмер: с одной стороны разработка эффективных радиотехнических методов и средств подавления радиоэлектронных систем и комплексов управления, а с другой – разработка эффективных методов преодоления мешающего действия систем РПД, т.е. разработка методов защиты от помех. Такую конфликтную ситуацию называют радиоэлектронной борьбой (радиоэлектронной войной, радиовойной). Успех в радиоэлектронной борьбе достигается превосходством в количестве и качестве радиоэлектронной техники, умением её боевого применения, обеспечением скрытности работы и внезапности действия.

В данной главе рассмотрены физические основы наиболее распространенных методов активного и пассивного радиопротиводействия и приведено структурное построение некоторых средств радиоэлектронной борьбы.

## ***Классификация помех***

Разнообразные радиоэлектронные средства (РЭС), используемые для управления войсками и оружием подавить помехами одного вида невозможно. В связи с этим используют специальные виды помеховых сигналов, наиболее эффективно воздействующие на определённые типы и каналы РЭС. Кроме того, для подавления средств одного и того же класса, но использующих различные виды сигналов и способы их обработки, применяют отличающиеся друг от друга виды помех.

Классификацию помех осуществляют по различным критериям. Рассмотрим некоторые из них, наиболее часто встречающиеся в литературе.

По происхождению помехи разделяют на неорганизованные (естественные, неумышленные) и организованные (искусственные, умышленные).

Неорганизованные помехи возникают вследствие отражений электромагнитной энергии от местных предметов, облаков, дождевых капель и других природных образований, а также от воздействия грозových разрядов, электромагнитного излучения Солнца и космического пространства, радиоизлучения промышленных установок и т.д. Сюда же относятся помехи, создаваемые собственными шумами приёмных устройств, и взаимные помехи радиосредств, работающих на близких или совпадающих частотах.

Организованные помехи создаются специальными средствами предназначенными для подавления РЭС. В дальнейшем рассматриваются характеристики только организованных помех, способы их реализации, эффективность воздействия на различные каналы подавляемых РЭС.

По виду средств создания помех различают активные и пассивные помехи.

Активные помехи создаются передатчиками помех и излучаются в ту область пространства, где дислоцируются подавляемые РЭС.

Пассивные помехи формируются за счёт отражения зондирующих сигналов подавляемых РЭС от искусственно создаваемых отражателей, например облаков дипольных отражателей ОДО (рис.2.1), изменения свойств среды распространения радиоволн, уменьшения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) объектов защиты и т.п.

По характеру (эффекту) воздействия помехи разделяют на маскирующие, имитирующие и подавляющие.

Маскирующие помехи ухудшают характеристики приёмных устройств подавляемых РЭС, создают на экранах индикаторов мешающий фон, который значительно затрудняет или полностью исключает обнаружение и распознавание объектов, выделение полезных сигналов, отражённых от целей, не позволяют измерить с необходимой точностью параметры сигналов, несущих информацию о состоянии целей (пространственном положении, параметрах движения и т.д.). Используя тер-

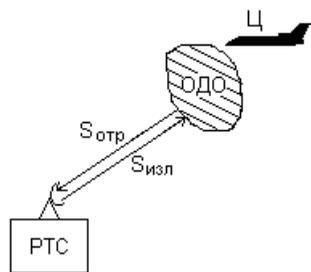


Рис.2.1 Формирование пассивных помех.

минологию теории обнаружения, можно сказать, что вероятность правильного обнаружения при действии маскирующих помех может быть снижена практически до нуля. С увеличением мощности помех их маскирующее действие возрастает.

Имитирующие (дезинформирующие) помехи создают на входе подавляемой РЭС сигналы, подобные полезным, но имеющие ложные значения некоторых информационных параметров. Это приводит к потере части полезной информации, снижает пропускную способность подавляемой системы, вводит в заблуждение операторов, увеличивает вероятность ошибки в виде ложной тревоги, приближая её к единице.

Действие подавляющих помех основано на том, что усилительные тракты реальных приёмников РЭС имеют ограниченный динамический диапазон входных сигналов. Поэтому можно создать некоторое значение мощности помехового сигнала на входе РЭС, при котором приёмные каналы перегружаются и теряют возможность выполнять свои функции по выделению полезной информации. Особенно сильно перегружаются последние каскады УПЧ. Упрощено действие подавляющих помех показано на рис.2.2, на котором приведены амплитудная характеристика приёмника (а) и временные диаграммы сигналов на его входе (б) и выходе (в). Для наглядности происходящих процессов диаграмма входных сигналов (б) повёрнута на  $90^\circ$  по часовой стрелке.

В интервале времени от 0 до  $t_1$  на входе действует аддитивная смесь полезного сигнала и помехи малой интенсивности. Полезный, информационный для РЭС сигнал условно показан в виде гармонического колебания. Перегрузки приёмника нет и информационный сигнал с выхода приёмника используется в последующих устройствах РЭС, например, для формирования отметки цели на экране индикатора обзорной радиолокационной станции (РЛС) или для создания управляющих сигналов в системе радиоэлектронного слежения за целью.

В интервале от  $t_1$  до  $t_2$  на вход поступает смесь полезного сигнала и мощной помехи, приёмник перегружается и на выходе приёмника полезный сигнал отсутствует. Это может привести к тому, что исчезнет отметка цели на экране индикатора обзорной РЛС или следящая система из режима сопровождения цели по какому-либо навигационному параметру перейдёт в режим поиска. В обоих случаях информация о цели будет потеряна.

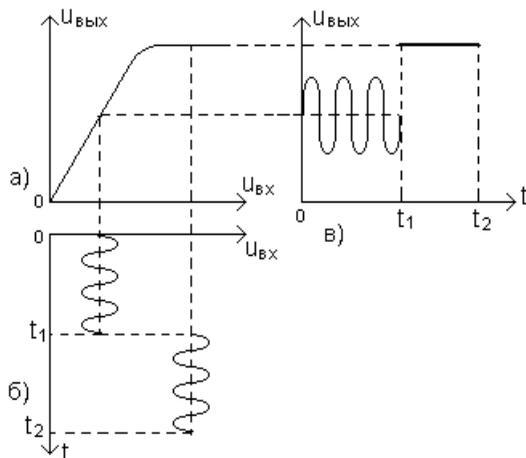


Рис.2.2 Воздействие подавляющих помех на приёмное устройство.

По тактическому использованию помехи разделяют на помехи самоприкрытия и помехи создаваемые для групповой защиты.

В первом случае, когда атакующая или атакуемая цель Ц сама несет источник помех  $S_n$ , реализуется так называемая индивидуальная защита объекта (рис.2.3).

Во втором случае источник помех  $S_n$  устанавливают на отдельном постановщике помех ПП, который включают в состав боевой группы для осуществления групповой защиты объектов (рис.2.4).

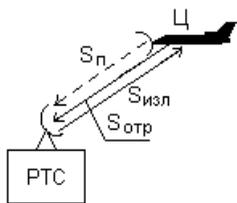


Рис.2.3 Индивидуальная защита цели.

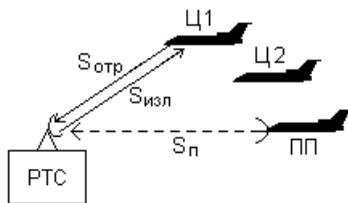


Рис.2.4 Групповая защита целей.

Часто постановщик помех барражирует вдоль линии фронта за пределами досягаемости средств ПВО и создаёт так называемую «закордонную» помеху. Это в значительной степени повышает живучесть средств защиты.

По перекрытию частотного диапазона помехи разделяют на заградительные и прицельные.

Заградительные помехи имеют широкий спектр частот, во много раз превышающий полосу пропускания подавляемого приёмника (рис.2.5)

$$\Delta F_{\text{п}} \gg \Delta f_{\text{пр}}, \quad (2.1)$$

где  $\Delta F_{\text{п}}$  – спектр частот помехового сигнала;  $\Delta f_{\text{пр}}$  – полоса пропускания подавляемого приёмника.

Помехами такого типа можно подавлять несколько РТС, работающих на близких частотах и дислоцированных в одном районе. Для создания таких помех достаточно знать лишь приблизительно диапазоны рабочих частот подавляемых РТС, и поэтому разведывательная аппаратура, управляющая передатчиками помех, будет относительно простой.

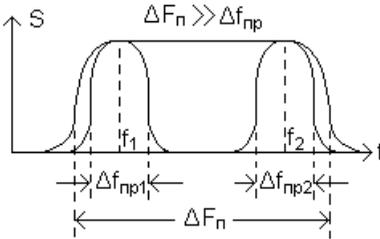


Рис.2.5 Заградительная помеха.

помехового сигнала  $\Delta F_{\text{п}}$

$$\Delta f_{\text{пр}} / \Delta F_{\text{п}} = q. \quad (2.2)$$

С учётом этого соотношения можно определить плотность потока мощности помехового сигнала на входе приёмника подавляемой РТС

$$\Pi_{\text{п}} = k \mathcal{E}_{\text{п}} q, \quad (2.3)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности;  $\mathcal{E}_{\text{п}}$  – энергетический потенциал станции помех

$$\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{пт}} G_{\text{пт}}, \quad (2.4)$$

где  $P_{\text{пт}}$  – мощность передатчика помех;  $G_{\text{пт}}$  – коэффициент усиления передающей антенны.

Подставляя значение  $q$  из (2.2) в (2.3), получим

$$P_{\Pi} = k \frac{\mathcal{E}_{\Pi} \Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F_{\Pi}}. \quad (2.5)$$

Отношение

$$\mathcal{E}_{\Pi} / \Delta F_{\Pi} = S_{\Pi} \quad (2.6)$$

называют спектральной плотностью мощности помеховых сигналов и выражают в Вт/МГц.

Рассмотрим типовой пример.

Если  $P_{\text{пт}} = 10^3$  Вт;  $G_{\text{пт}} = 10$ ;  $\Delta F_{\Pi} = 10^3$  МГц; то

$$S_{\Pi} = \frac{P_{\text{пт}} G_{\text{пт}}}{\Delta F_{\Pi}} = 10 \text{ Вт} / \text{МГц}.$$

При создании помех необходимо, чтобы спектральная плотность мощности была достаточной для эффективного нарушения работоспособности подавляемой РТС. Особенно это важно при создании маскирующих помех. В связи с этим в станции помех необходимо иметь мощный передатчик, что значительно увеличивает масса – габаритные характеристики средств РПД. Эти обстоятельства приводят к тому, что такие помехи создаются для осуществления групповой защиты, когда средства РПД размещают на специальных летательных аппаратах - постановщиках помех.

Прицельные помехи имеют относительно узкий спектр частот, соизмеримый с полосой пропускания подавляемого устройства (рис.2.6):

$$\Delta F_{\Pi} \approx \Delta f_{\text{пр}}. \quad (2.7)$$

Средняя частота спектра помехового сигнала должна примерно совпадать с несущей частотой подавляемой РТС. В этом случае мощность передатчика прицельных помех используется более эффективно, но необходимо точно знать несущую частоту подавляемой РТС. Это усложняет систему управления станцией помех и требует применения высокочастотных генераторов с быстрой перестройкой несущей частоты в широком диапазоне. Кроме того, из рис. 2.6 видно, что одновременное созда-

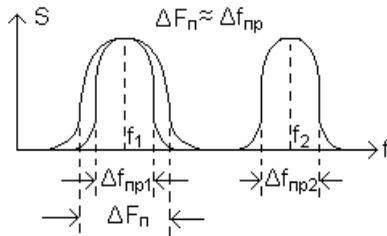


Рис.2.6 Прицельная помеха.

ние помех возможно только одной РТС.

Рассмотрим пример.

Для получения спектральной плотности мощности  $S_{\Pi} = 10 \text{ Вт / МГц}$ , при  $G_{\text{шп}} = 10$  и  $\Delta F_{\Pi} \approx \Delta f_{\text{пр}} = 5 \text{ МГц}$  требуется иметь передатчик мощностью

$$P_{\text{шп}} = \frac{S_{\Pi} \Delta F_{\Pi}}{G_{\text{шп}}} = 5 \text{ Вт.}$$

В предыдущем примере при использовании помех заградительного типа для создания такой же спектральной плотности мощности, в пределах полосы пропускания подавляемого приёмника, необходим был передатчик в 200 раз мощнее.

Так как при одной и той же спектральной плотности мощности помеховых сигналов при создании прицельных помех можно получить значительно меньшие масса – габаритные характеристики аппаратуры по сравнению с реализацией заградительных помех, то такие помехи чаще всего используются для индивидуальной защиты летательных аппаратов.

По виду излучения помехи бывают непрерывные и импульсные.

Непрерывные помехи представляют собой высокочастотные непрерывные колебания модулированные по амплитуде, частоте или фазе. Иногда используют одновременно амплитудную и угловую (частотную или фазовую) модуляции. В соответствии с видом модуляции различают амплитудно – модулированные (АМ), частотно – модулированные (ЧМ) или амплитудно – частотно – модулированные (АЧМ) помехи. В качестве модулирующего напряжения может использоваться и напряжение шума. В этом случае реализуются непрерывные шумовые помехи.

Импульсные помехи создаются в виде серии немодулированных или модулированных высокочастотных импульсов.

## ***Особенности тактики применения средств РПД***

Управление ракетным и ствольным оружием, как правило, осуществляется многофункциональными радиотехническими комплексами, в которые входят системы обзора и целеуказания, РЛС сопровождения целей по направлению, по дальности, по скорости, радиотехнические системы передачи информации (например команд) и др. Поэтому радиоподавление таких комплексов также должно но-

сить комплексный характер и воздействовать на различные системы и каналы, полностью подавляя их или снижая эффективность действия этих систем и каналов до заданного уровня.

Тактика применения средств РПД должна быть разная на различных этапах функционирования комплекса управления. Примерную последовательность этапов радиоподавления можно представить следующим образом:

- В первую очередь необходимо дезориентировать и подавить системы дальнего обнаружения и целераспределения.

- Далее нужно подавить РЛС сопровождения целей и РЛС сопровождения управляемого оружия командного пункта, предотвратив тем самым пуск ракеты или стрельбу зенитного артиллерийского комплекса (ЗАК).

- Если пуск состоялся необходимо воздействовать на бортовые системы радиоуправления (ГСН – головку самонаведения, приёмник КРЛ – командной радиолинии и т.д.) для обеспечения срыва сопровождения, потери цели, перенацеливания на ложные цели, ловушки.

- Если система управления обеспечивает наведение оружия на цель, нужно воздействовать на систему подрыва боевой части в безопасной для защищаемого объекта зоне.

Для того, чтобы реализовать такую последовательность этапов включения различных средств РПД, системы защиты должны иметь в своём составе соответствующие средства радиотехнической разведки и анализа полученной информации.

Эффективность РПД в сильной степени зависит от общих мер по снижению уязвимости защищаемых объектов, снижения уровня собственных радио и теплоизлучений, временно/го ограничения работы излучающих систем, уменьшения эффективной поверхности рассеяния целей и т.д. К этим же мерам относится определение оптимальных моментов включения средств РПД.

Если передатчики помех будут включены слишком рано, то сигналы помехи могут быть обнаружены подавляемой РТС до того, как она начнёт принимать сигналы своего передатчика, отражённые от защищаемого объекта. Это объясняется тем, что мощность прямого сигнала передатчика помех на больших дальностях будет значительно превышать мощность сигнала, отражённого от цели. В этом случае дальность обнаружения защищаемого объекта может быть значительно увеличена и у эвентуального противника появляется дополнительное время для принятия контрмер.

Запаздывание включения средств РПД может привести к тому, что подавляемая система успеет использовать свои возможности по обнаружению цели, определению параметров движения защищаемого объекта и захватить цель на устойчивое сопровождение.

В связи с этим существует оптимальный интервал дальностей, в пределах которого необходимо включать средства РПД. Этот интервал составляет примерно  $(1,2-1,3)R_{\text{макс}}$ , где  $R_{\text{макс}}$  – максимальная дальность действия подавляемой системы.

Основным критерием эффективности РПД является сохранение защищаемого объекта. Такая оценка эффективности может быть сделана только после завершения боевой операции и анализа выполненных действий. Однако, и во время проведения боевой операции нужно осуществлять оценку эффективности РПД в реальном времени, чтобы оперативно адаптировать характеристики сигналов передатчиков помех к изменяющейся обстановке. Для этого необходимо осуществлять непрерывный контроль за работой облучающих РТС, т.е. производить приём сигналов облучения во время работы передатчиков помех и по реакции подавляемых систем определять моменты изменения режимов их работы.

Информация, полученная при приёме сигналов во время работы передатчиков помех, может быть использована для повышения их эффективности за счёт следующих мер:

1) Осуществление более точной настройки передатчиков помех по частоте и по направлению излучения.

2) Включение передатчиков помех только во время работы облучающих РТС.

3) Не реагирование на сигналы облучения не подлежащие подавлению (например, на принятые анализатором облучения сигналы, частота которых лежит за пределами диапазона частот передатчиков помех).

4) Обнаружение новых сигналов облучения во время излучения помех.

5) Постоянная подстройка параметров сигналов помех в соответствии с изменениями параметров сигналов облучения.

Реализация приёма во время работы передатчиков помех может быть осуществлена многими способами. Наибольшее распространение получили следующие способы:

1) Обеспечение надёжной развязки между приёмной и передающей антеннами, позволяющей осуществлять приём и передачу одновременно.

Чтобы получить максимальную развязку, используют самые разнообразные методы: располагают антенны на возможно большем расстоянии друг от друга, используют конструктивные элементы летательного аппарата в качестве экрана, ставят настроенные и поглощающие экраны между антеннами, используют круговую поляризацию с вращением в противоположные стороны у приёмной и передающей антенн, используют антенны с высоким коэффициентом направленного действия и т.д. Если развязка между антеннами не обеспечивает того уровня, когда возможен непрерывный приём сигналов облучения, то дополнительно производят периодическое выключение или отстройку передатчика помех по частоте (способы 2 и 3).

2) Выключение передатчика помех на очень короткие интервалы, во время которых производится приём сигналов подавляемой РТС.

Паузы в излучении помех должны быть как можно меньше, чтобы защищаемые объекты не были обнаружены (рис.2.7).

Значения коэффициента заполнения

$$g = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (2.8)$$

где  $\tau_1$  – время работы передатчика помех;  $\tau_2$  – передатчик выключен, должны составлять не менее 0,99.

Следует избегать строгого периодического режима управления передатчиками помех для контроля за работой подавляемой РТС поскольку такой режим позволяет синхронизировать работу РТС с паузами в излучении помехи.

3) Кратковременная отстройка передатчика по частоте, во время которой производится приём сигналов на частоте облучающей РТС.

4) Компенсация сигналов помехи в приёмном тракте системы РПД.

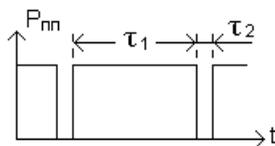


Рис.2.7 Выключение передатчика помех для приёма сигналов облучения.

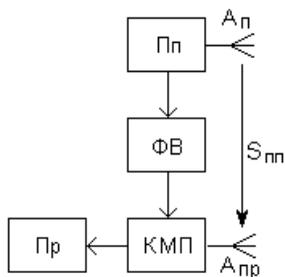


Рис.2.8 Компенсация помеховых сигналов на входе приёмника.

вого сигнала  $S_{пп}$ , проникающего в приёмную антенну  $A_{пр}$  из передающей антенны  $A_{п}$ . Этот метод обеспечивает хорошее подавление помехи при незначительных потерях мощности сигнала подавляемой РТС. При реализации этого метода важно обеспечить жесткий монтаж антенн с конструкцией носителя, так как изменение относительного положения антенн в результате движения носителя в пространстве (вибрации, развороты и т.д.) может привести к неустранимому фазовому рассогласованию и ухудшению работы компенсатора.

#### 5) Фильтрация помехи в приёмном канале.

Фильтрация осуществляется с помощью режекторного фильтра, настраиваемого на центральную частоту спектра сигнала передатчика помех, которая должна совпадать со средней частотой спектра сигнала подавляемой РТС. Структурная схема станции помех с фильтрацией помеховых сигналов приведена на рис.2.9.

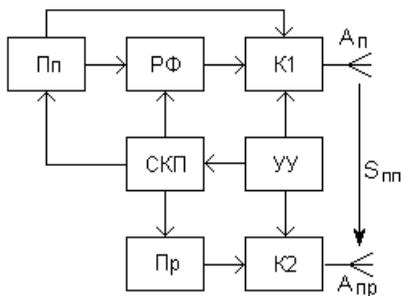


Рис.2.9 Структурная схема станции помех с фильтрацией помеховых сигналов.

Компенсация основана на различии спектров сигналов облучения и помеховых сигналов. Реализация способа компенсации показана на рис.2.8.

Часть мощности передатчика помех  $P_{п}$  подаётся через фазовращатель ФВ в компенсатор КМП, включённый на входе приёмника Пр. При соответствующей настройке по амплитуде и по фазе осуществляется компенсация части энергии помехового сигнала  $S_{пп}$ , проникающего в приёмную антенну  $A_{пр}$  из передающей антенны  $A_{п}$ .

Сигналы передатчика помех  $P_{п}$  через коммутатор  $K1$  поступают на передающую антенну  $A_{п}$  и излучаются в направлении подавляемой РТС. Спектр излучаемого помехового сигнала показан на рис. 2.10,а. Коммутатор  $K2$  в это время закрыт и помеховые сигналы на вход приёмника Пр не поступают.

Под воздействием устройства управления УУ коммутатор  $K1$  периодически вместо

прямого подключения передатчика к антенне подаёт помеховые сигналы на антенну через режекторный фильтр РФ. Одновременно открывается коммутатор К2, подключая приёмную антенну ко входу приёмника, который принимает сигналы подавляемой РТС, давая возможность настроить передатчик помех и режекторный фильтр на частоту сигнала РТС.

Если центральная частота передатчика помех  $f_{0\text{ пп}}$  настроена правильно, то режекторный фильтр вырежет в спектре помехи  $\Delta F_{\text{пп}}$  полосу частот  $\Delta f_{\text{р}}$ , через которую будет беспрепятственно проходить сигнал подавляемой РТС (рис. 2.10,б). Если сигнал РТС не появляется в частотной полосе режекции помехи, то устройство управления УУ с помощью системы комплексной перестройки СКП подстраивает приёмник, режекторный фильтр и центральную частоту передатчика до тех пор, пока не появится сигнал РТС.

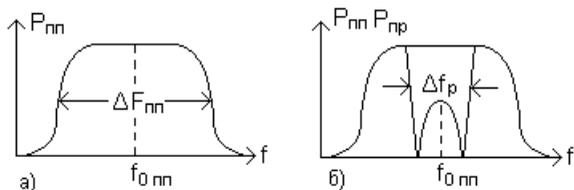


Рис.2.10 Спектральные характеристики помехового сигнала: а) при отключённом режекторном фильтре; б) при включённом фильтре.

В этом режиме излучение помехи продолжается с некоторым уменьшением мощности, однако имеется уверенность в том, что центральная частота передатчика помех настроена на частоту подавляемой РТС.

Непрерывность излучения помехи является преимуществом данного метода перед методом, предусматривающим полное выключение помехи в определённые интервалы времени.

б) Использование естественных пауз в излучении передатчика помех, т.е. использование временно/й развязки между передающей и приёмной антеннами, как это осуществляется в импульсных РТС.

Таким образом, процесс применения средств РПД состоит из следующих основных этапов:

- Получение и оценка радиотехнической обстановки.
- Выбор наиболее оптимальных способов РПД.

- Своевременная реализация выбранных способов.
- Оценка эффективности применения РПД.

## *Энергетические характеристики активных систем РПД*

Дальность действия систем РПД зависит от многих факторов, в том числе от мощности помеховых передатчиков и радиопередающих устройств подавляемых РТС, характеристик их антенных систем, чувствительности приёмных устройств, условий распространения электромагнитных волн, видов излучения, длины рабочей волны, способов обработки сигналов, способов помехозащиты и др. Учесть все перечисленные факторы чрезвычайно трудно и поэтому дальность подавления РТС и необходимая для этого мощность средств РПД определяют по усреднённым параметрам.

Радиоэлектронные средства могут быть подавлены средствами РПД только в том случае, когда отношение мощности помехи, попадающей в полосу пропускания приёмника, к мощности полезного сигнала превышает некоторое минимально необходимое значение, характерное для данного вида помехи и сигнала. Это отношение называют коэффициентом подавления

$$K_{\text{п}} = \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх. мин}} \quad (2.9)$$

Коэффициент подавления  $K_{\text{п}}$  равен минимальному отношению мощности помехи  $P_{\text{п}}$  к мощности полезного сигнала  $P_{\text{с}}$  на входе подавляемой РТС, при котором вероятность выполнения возложенных на систему задач снижается до заданной величины.

Выполняемые РТС задачи зависят от её назначения. Это может быть снижение дальности обнаружения целей, дальности захвата целей на сопровождение, увеличение ошибок сопровождения целей по угловым координатам, по дальности, по скорости и т.д.

Обозначим произвольное отношение мощности помехи к мощности полезного сигнала на входе подавляемой РТС

$$P_{\text{п}} / P_{\text{с}} = k. \quad (2.10)$$

Помеха считается эффективной, когда  $k \geq K_{\text{п}}$ . Чем меньше  $K_{\text{п}}$ , тем при прочих равных условиях легче подавить РТС помехой. Про-

странство, в пределах которого  $k \geq K_n$ , называется зоной подавления РТС, а при  $k \leq K_n$  – зоной неподавления (зоной неэффективности помех). Граница этих зон проходит на уровне, когда  $k = K_n$ .

Если задан коэффициент подавления, то можно определить зону подавления в пределах которой создаются эффективные помехи данной РТС. Для этого надо установить зависимость отношения мощности помехового сигнала к мощности полезного сигнала на входе подавляемой РТС от параметров станции помех, параметров РТС и их взаимного пространственного положения.

Рассмотрим наиболее общий случай, соответствующий групповой защите объектов, когда помеховая аппаратура находится на специальном постановщике помех, включённом в боевую группу. Такая ситуация приведена на рис. 2.11, на котором использованы следующие обозначения: РТС – подавляемая радиотехническая система; Ц – цель, защищаемый объект; ПП – постановщик помех;

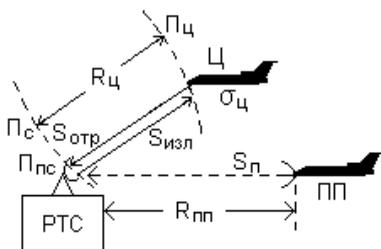


Рис. 2.11 К определению коэффициента подавления при групповой защите.

$S_{изл}$  – сигналы РТС, облучающие цель;  $S_{отр}$  – сигналы, отражённые от цели;  $S_п$  – сигналы помехи, излучаемые аппаратурой постановщика помех;  $R_ц$  – расстояние от РТС до цели;  $R_{пп}$  – расстояние от РТС до постановщика помех;  $\sigma_ц$  – эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) цели;  $\Pi_ц$  – плотность потока мощности сигналов облучения в районе нахождения цели;  $\Pi_с$  – плотность потока мощности сигналов, отражённых от цели, в районе приёмной антенны РТС;  $\Pi_{пс}$  – плотность потока мощности помеховых сигналов в районе приёмной антенны РТС.

Определим плотность потока мощности сигналов облучения  $\Pi_ц$  на дальности расположения цели  $R_ц$

$$\Pi_ц = \frac{PG}{4\pi R_ц^2}, \quad (2.11)$$

где  $P$  – мощность передатчика подавляемой РТС;  $G$  – коэффициент усиления передающей антенны РТС.

Цель можно рассматривать как вторичный изотропный излучатель сигналов облучения с эффективной поверхностью рассеяния  $\sigma_ц$ .

Тогда плотность потока мощности отражённого сигнала  $\Pi_c$  в районе РТС будет равна

$$\Pi_c = \frac{\Pi_{\Pi} \sigma_{\Pi}}{4\pi R_{\Pi}^2} = \frac{PG \sigma_{\Pi}}{(4\pi)^2 R_{\Pi}^4}. \quad (2.12)$$

Далее определим мощность полезного сигнала на входе приёмника, имеющего антенну с эффективной площадью раскрыва  $S_A$

$$P_c = \Pi_c S_A = \frac{PG \sigma_{\Pi} S_A}{(4\pi)^2 R_{\Pi}^4}. \quad (2.13)$$

Площадь раскрыва  $S_A$  связана с коэффициентом усиления приёмной антенны  $G_{\text{пр}}$  и длиной волны  $\lambda$  следующим соотношением:

$$S_A = \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}. \quad (2.14)$$

Подставляя значение  $S_A$  из (2.14) в (2.13), получим

$$P_c = \frac{PG \sigma_{\Pi} G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^3 R_{\Pi}^4}. \quad (2.15)$$

Реальная мощность полезного сигнала будет несколько меньше за счёт рассеяния и поглощения энергии сигнала при распространении в атмосфере, за счёт несовпадения поляризации излучаемого и отражённого сигналов и т.п. Все эти потери учтём введением обобщённого коэффициента суммарных потерь  $\gamma_c$  и окончательно получим для мощности полезного сигнала:

$$P_c = \frac{PG \sigma_{\Pi} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R_{\Pi}^4}. \quad (2.16)$$

Следующим этапом нужно определить мощность помехового сигнала на входе подавляемой РТС.

Плотность потока мощности помеховых сигналов в районе РТС будет равна

$$\Pi_{\text{пс}} = \frac{P_{\text{пп}} G_{\text{пп}}}{4\pi R_{\text{пп}}^2}, \quad (2.17)$$

где  $P_{\text{пт}}$  – мощность передатчика помех;  $G_{\text{пт}}$  – коэффициент усиления антенны передатчика помех.

На входе подавляемого приёмника будем иметь

$$P_{\text{п}} = \Pi_{\text{пс}} S'_{\text{А}} = \frac{P_{\text{пт}} G_{\text{пт}} G'_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{пт}}^2}, \quad (2.18)$$

где  $S'$  – эффективная площадь раскрыва антенны

$$S'_{\text{А}} = \frac{G'_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi} \quad (2.19)$$

и  $G'_{\text{пр}}$  – коэффициент усиления приёмной антенны РТС в направлении на постановщик помех ПП.

В приёмник попадает только часть мощности помехового сигнала, определяемая соотношением ширины спектра помехи  $\Delta F_{\text{п}}$  и полосы пропускания приёмника  $\Delta f_{\text{пр}}$ . С учётом этого соотношения, а также с учётом коэффициента суммарных потерь помеховых сигналов при распространении в атмосфере  $\gamma_{\text{п}}$ , получим

$$P_{\text{п}} = \frac{P_{\text{пт}} G_{\text{пт}} G'_{\text{пр}} \lambda^2 \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}}}{(4\pi)^2 R_{\text{пт}}^2 \Delta F_{\text{п}}}. \quad (2.20)$$

Подставляя значение мощности полезного сигнала  $P_{\text{с}}$  из (2.16) и мощности помехового сигнала  $P_{\text{п}}$  из (2.20), действующих на входе приёмника подавляемой РТС, в (2.10), получим

$$k = \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх}} = \frac{4\pi P_{\text{пт}} G_{\text{пт}} G'_{\text{пр}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}} R_{\text{ц}}^4}{PG G_{\text{пр}} \sigma_{\text{ц}} R_{\text{пт}}^2 \Delta F_{\text{п}} R_{\text{пт}}^2 \gamma_{\text{с}}}. \quad (2.21)$$

Это выражение называется основным уравнением радиоподавления (уравнением противорадиолокации).

При индивидуальной защите, когда помеховая аппаратура расположена на защищаемом объекте (рис.2.12), уравнение радиопротиводействия (2.21) несколько упрощается, так как  $R_{\text{ц}} = R_{\text{пт}}$ ,  $S_{\text{А}} = S'_{\text{А}}$  и  $G_{\text{пр}} = G'_{\text{пр}}$  (приём отражённого от цели и помехового сигналов происходит по одному направлению)

$$k = \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх}} = \frac{4\pi P_{\text{пт}} G_{\text{пт}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}} R_{\text{ц}}^2}{PG \sigma_{\text{ц}} \Delta F_{\text{п}} \gamma_{\text{с}}}. \quad (2.22)$$

На рис.2.13 представлена качественная картина изменения коэффициента  $k$  от расстояния до защищаемого объекта  $R_{ц}$  и от энергетического потенциала станции помех

$$\mathcal{E}_{п} = P_{пн} G_{пн}. \quad (2.23)$$

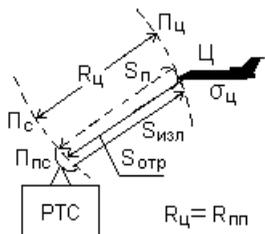


Рис.2.12 К определению коэффициента подавления при индивидуальной защите.

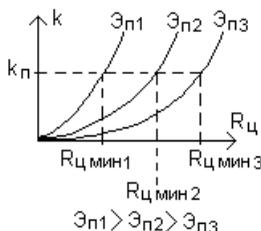


Рис.2.13 Зависимость отношения помеха – сигнал от расстояния.

Из графиков видно, что при заданном энергетическом потенциале станции помех отношение помеха/сигнал ( $k$ ) на входе приёмника РТС уменьшается с уменьшением расстояния до защищаемого объекта. Начиная с некоторой дальности  $R_{ц мин}$  отношение сигнал / помеха оказывается меньше, чем коэффициент подавления  $K_{п}$ , помеха теряет свою эффективность и цель может быть обнаружена РТС на фоне помех.

Такое снижение эффективности воздействия помех объясняется различием характера изменения мощностей помехи и отражённого целью сигнала по мере приближения цели к подавляемой РТС. Из выражения (2.20) видно, что при сближении защищаемого объекта с подавляемой РТС мощность помехи на входе РТС возрастает обратно пропорционально квадрату расстояния  $R_{пп}^2$  (распространение радиоволн в одном направлении). Мощность же отражённого от цели сигнала, согласно выражению (2.16), за счёт распространения в прямом и обратном направлениях, изменяется обратно пропорционально четвёртой степени расстояния  $R_{ц}^4$ .

Таким образом, мощность отражённого сигнала возрастает интенсивнее, чем мощность помехи, поэтому начиная с дальности  $R_{ц мин}$  мощность полезного для РТС сигнала начинает превышать мощность помехи.

Из уравнения радиопротиводействия (2.21) при заданном коэффициенте подавления  $K_{\Pi}$  и при  $k = K_{\Pi}$  можно найти минимальную дальность эффективного действия помех  $R_{\Pi \text{ мин}}$  для определённого энергетического потенциала станции помех, для известных параметров подавляемой РТС и отражающей способности защищаемого объекта

$$R_{\Pi \text{ мин}} = \sqrt[4]{\frac{PG G_{\text{пр}} \sigma_{\Pi} \Delta F_{\Pi} R_{\text{пп}}^2 \gamma_{\text{с}} K_{\Pi}}{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} G'_{\text{пр}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\Pi}}}. \quad (2.24)$$

Если задана минимальная дальность действия помех, то можно определить минимально необходимую мощность передатчика помех  $P_{\text{пп мин}}$ , которая обеспечит эффективное подавление РТС.

$$P_{\text{пп мин}} = \frac{PG G_{\text{пр}} \sigma_{\Pi} \Delta F_{\Pi} R_{\text{пп}}^2 \gamma_{\text{с}} K_{\Pi}}{4\pi G_{\text{пп}} G'_{\text{пр}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\Pi} R_{\Pi \text{ мин}}^4}. \quad (2.25)$$

Для индивидуальной защиты, решая уравнение (2.22), имеем соответственно

$$R_{\Pi \text{ мин}} = \sqrt{\frac{PG \sigma_{\Pi} \Delta F_{\Pi} \gamma_{\text{с}} K_{\Pi}}{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\Pi}}}, \quad (2.26)$$

$$P_{\text{пп мин}} = \frac{PG \sigma_{\Pi} \Delta F_{\Pi} \gamma_{\text{с}} K_{\Pi}}{4\pi G_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\Pi} R_{\Pi \text{ мин}}^2}. \quad (2.27)$$

### **Вопросы для самоконтроля**

1. Какую роль играют современные радиоэлектронные комплексы в управлении войсками и оружием?
2. В чём заключается уязвимость радиоэлектронных средств управления оружием?
3. Дайте определение понятиям радиопротиводействие и контррадиопротиводействие.
4. Что понимают под определением радиоэлектронная война?
5. По каким критериям классифицируют помеховые сигналы?
6. В чём заключается эффект воздействия маскирующих, имитирующих и подавляющих помех?
7. Назовите различия реализации помех для самоприкрытия и для групповой защиты.

8. Что понимают под определением спектральная плотность мощности помеховых сигналов?

9. Поясните различия между прицельными и заградительными помехами.

10. Вспомните последовательность этапов радиоподавления.

11. Какие меры повышают эффективность работы передатчиков помех?

12. Как осуществляется оперативная оценка эффективности работы средств РПД?

13. Дайте определение коэффициенту подавления.

14. Сделайте вывод уравнения радиоподавления.

15. Как влияет изменение расстояния между защищаемым объектом и подавляемой РТС на эффективность помех?

## ***2.2 Активные помехи РТС, работающим в режимах обзора пространства***

Основу систем информационного обеспечения контуров целераспределения и дальнего наведения составляют РТС обзорного типа. Поэтому создание помех таким системам является одной из первых и важнейших задач РПД при выполнении боевой операции.

Радиотехническим системам обзорного типа могут быть созданы непрерывные шумовые и импульсные помехи.

### ***Непрерывные шумовые помехи***

#### **Общие сведения**

Непрерывные шумовые помехи представляют собой электромагнитные колебания с хаотическим изменением по случайному закону амплитуды, частоты, фазы. Их часто называют флуктуационными помехами. На входе подавляемой РТС напряжение шумовой помехи  $u_n(t)$  можно представить как случайный процесс, имеющий нормальный закон распределения мгновенных значений и равномерный частотный спектр в пределах полосы пропускания приёмника.

Шум, параметры которого сохраняются примерно постоянными в широком диапазоне частот, иногда называют белым шумом ввиду сходства его частотного спектра со спектром белого света, который в видимой части является сплошным и равномерным. Такой шум обладает наибольшими маскирующими свойствами среди других видов

помех. Он обеспечивает принципиальную возможность маскировки полезных сигналов любой структуры и формы. При воздействии таких шумов вероятность правильного обнаружения полезного сигнала в шумах на выходе оптимального приёмника определяется только отношением энергии сигнала  $E_c$  к спектральной плотности шума  $S_n$  и не зависит от формы сигнала. Кроме того, как показывает теория обнаружения сигналов в шумах, пороговое соотношение  $(E_c/S_n)_{пор}$ , соответствующее заданной вероятности обнаружения при некоторой вероятности ложной тревоги, не зависит и от реализованного способа оптимальной обработки сигнала.

Реальные шумовые помеховые сигналы, создаваемые с помощью передатчиков помех, обладающих паразитными реактивными сопротивлениями, по статистическим и спектральным характеристикам отличаются от белого шума, и поэтому они уступают ему по маскирующим возможностям.

Непосредственным результатом действия непрерывных шумовых помех является маскировка полезных сигналов в некотором телесном угле и соответствующем интервале дальностей. Поскольку по своей структуре шумовые помехи близки к внутренним флуктуационным шумам приёмных устройств, их трудно обнаружить и принять меры к ослаблению их влияния на работу РТС. Вследствие этого существенно ухудшается разрешающая способность РТС и снижается точность определения координат целей.

Примерный вид экрана индикатора кругового обзора РТС при воздействии шумовых помех различной интенсивности показан на рис.2.14.

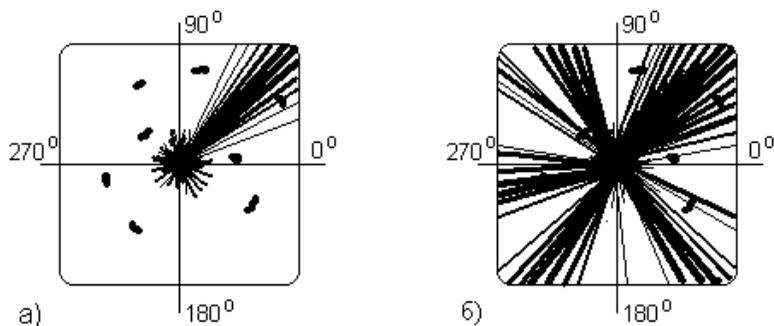


Рис. 2.14 Вид экрана ИКО при воздействии шумовых помех различной интенсивности: а)  $R_{ш1}$ ; б)  $R_{ш2} \gg R_{ш1}$ .

На рис. 2.14,а приведен случай, когда помеха принимается только по главному лепестку диаграммы направленности антенны приёмного устройства, а на рис.2.14,б – когда осуществляется приём более мощной помехи и по боковым лепесткам диаграммы.

В зависимости от принципа формирования излучаемых сигналов различают прямошумовые помехи и шумовые помехи модуляционного типа.

## Прямошумовые помехи

Прямошумовые помехи, как правило, формируются в результате усиления внутренних шумов, возникающих в усилительных приборах. Внутренние шумы возникают из-за дробового эффекта в активных элементах усилительного тракта, а также из-за теплового движения свободных электронов в проводниках, в резисторах и в активных составляющих комплексных сопротивлений. Это вызывает появление флуктуационного напряжения, которое складывается из очень большого числа импульсов, обусловленных движением отдельных электронов. Длительности импульсов чрезвычайно малы, поэтому энергетический спектр теплового шума сохраняет неизменное значение, равное энергетическому спектру при нулевой частоте, в очень широкой полосе частот. Основное значение имеет шум, действующий на входе усилительного тракта, поскольку он подвергается наибольшему усилению в последующих каскадах.

Прямошумовые помехи обладают высокой равномерностью спектра и позволяют перекрыть достаточно широкую полосу частотного диапазона. Характеристики таких помех в наибольшей степени приближаются к параметрам белого шума.

Часто в качестве первичных источников шума в СВЧ диапазоне используют газоразрядные лампы.

Упрощенная структурная схема станции РПД, формирующей прямошумовую помеху, приведена на рис.2.15.

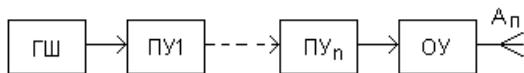


Рис.2.15 Структурная схема станции прямошумовых помех.

Шумовое напряжение от генератора шумов ГШ поступает на вход линейки широкополосных усилителей СВЧ

диапазона, состоящей из промежуточных усилителей ПУ и окончательного усилителя ОУ. Оконечный усилитель нагружен на передающую антенну  $A_n$ . Выходная мощность окончательного усилителя  $P_{\text{шт}}$  и коэф-

коэффициент усиления антенны  $G_{\text{ант}}$  определяют энергетический потенциал станции помех

$$\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{п}} G_{\text{ант}} . \quad (2.28)$$

Широкополосные усилители, как правило, выполняются на лампах бегущей волны (ЛБВ) или на полупроводниковых усилителях СВЧ диапазона.

Основным достоинством прямошумовых помех является широкополосность, что позволяет использовать их в качестве заградительных помех.

К недостаткам можно отнести необходимость значительного усиления исходных шумовых сигналов источника шумов. Для этого требуется последовательное включение нескольких СВЧ усилителей, каждый из которых из-за наличия паразитных реактивностей и возможного амплитудного ограничения вносит свою лепту в искажение спектра шумового сигнала. Это, в свою очередь, заметно снижает маскирующие свойства шумовых помех.

Кроме того, необходимо иметь в виду, что в высокочастотных диапазонах шумовые сигналы могут иметь отдельные выбросы, которые иногда превосходят на 10 дБ и более среднее значение напряжения шумов. Эти выбросы шума, усиливаясь в широкополосных усилителях, могут насыщать усилители, вызывая подавление компонентов меньшего уровня шумового сигнала. Чтобы ослабить влияние этого эффекта, требуется амплитудное ограничение шумов до их усиления, что также приводит к искажению спектра шумового сигнала.

### **Помехи модуляционного типа**

Такой вид помех создаётся с помощью передатчиков, в которых осуществляется модуляция несущего колебания шумовым напряжением по амплитуде, частоте или фазе. На практике наиболее часто используют комбинированные амплитудно-частотную или амплитудно-фазовую модуляции, при которых модулирующее напряжение, воздействуя на модулируемый каскад передатчика, изменяет одновременно амплитуду и частоту или амплитуду и фазу излучаемого сигнала. Это объясняется спецификой модуляционных характеристик высокочастотных усилительных и генераторных приборов. Однако, обычно один из видов модуляции преобладает – либо ампли-

тудная, либо угловая (частотная или фазовая) модуляция. В этом смысле и говорят о виде модуляции помехового сигнала.

Амплитудно-модулированные шумовые помехи представляют собой незатухающие гармонические колебания, модулированные по амплитуде шумом (рис.2.16)

$$u_{п}(t) = U_{п} [1 + S_{мод} U_{мод}(t)] \cos \omega_0 t, \quad (2.29)$$

где  $S_{мод}$  – крутизна модуляционной характеристики передатчика помех;  $U_{мод}(t)$  – модулирующее напряжение, поступающее от генератора шума.

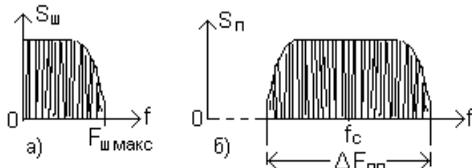


Рис. 2.16 Преобразование спектра шумового сигнала при амплитудной модуляции.

Если модулирующий шум имеет постоянную спектральную плотность в пределах участка частотной оси от нуля до  $F_{ш макс}$  (рис.2.16,а), то спектральная плотность модулированного высокочастотного

сигнала, излучаемого в качестве помехи, также будет постоянной.

Спектр будет иметь ширину

$$\Delta F_{пп} = 2 F_{ш макс} \quad (2.30)$$

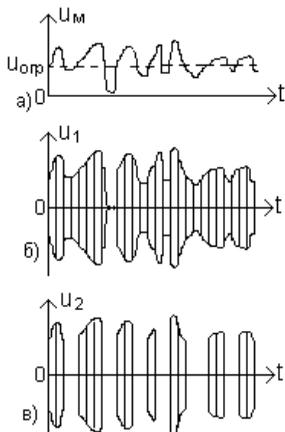


Рис. 2.17 Модуляция ретранслируемого сигнала шумовым напряжением.

и будет смещен в ту область частотного диапазона, центром которой является несущая частота подавляемой РТС  $f_c$ , (рис. 2.16,б). Как видно из рисунка, спектр помехи включает колебание на несущей частоте и боковые составляющие. Так как маскирующий эффект создают только боковые составляющие спектра, при амплитудной модуляции по прямому назначению используется не более 50% мощности станции помех.

Увеличение эффективности помех возможно путём повышения среднего значения коэффициента модуляции. Это достигается односторонним или двухсторонним ограничением модулирующего шумового напряжения.

На рис. 2.17,а приведено модулирующее шумовое напряжение  $u_m(t)$  и обозначен порог возможного ограничения шумов  $U_{огр}$ .

Вид высокочастотного сигнала, промодулированного неограниченным шумом, показан на рис. 2.17,б. Режим модуляции выбран так, чтобы 100%-ная модуляция обеспечивалась пиковыми значениями напряжения модулирующего шума. Как видно из рисунка, среднее значение коэффициента модуляции получается малым и уровень боковых спектральных составляющих оказывается значительно ниже, чем уровень спектральной составляющей, соответствующей несущей частоте. В виду этого спектральная плотность помехи в значительной части спектра может оказаться недостаточной для надёжного подавления РТС.

Модуляция ограниченным шумом (рис. 2.17,в) значительно увеличивает среднее значение коэффициента модуляции, не допуская при этом возникновения перемодуляции. Таким образом, ограничение модулирующих шумов позволяет увеличить мощность боковых составляющих излучаемого сигнала за счёт мощности несущей.

Количественно глубину модуляции шумом характеризуют эффективным коэффициентом амплитудной шумовой модуляции  $m_{ш\ эф}$ , который равен отношению эффективного значения напряжения модулирующих шумов  $u_{ш\ эф}$  к напряжению, определяющему уровень ограничения  $U_{огр}$ , т.е.

$$m_{ш\ эф} = (u_{ш\ эф} / U_{огр}), \quad (2.31)$$

где  $u_{ш\ эф} = \sqrt{P_{ш}}$ ;  $P_{ш}$  – мощность шумов.

Фазомодулированные шумовые помехи создаются при модуляции гармонических колебаний шумовым напряжением по фазе

$$u_n(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\phi u_m(t)], \quad (2.32)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота;  $\Delta\phi$  – индекс фазовой модуляции;  $u_m(t)$  – модулирующее напряжение.

Параметры модулированного сигнала определяются по модуляционной характеристике, представляющей собой зависимость сдвига фазы высокочастотных колебаний от модулирующего напряжения (рис.2.18).

Рабочая точка обычно выбирается в линейной области характеристики. Если при

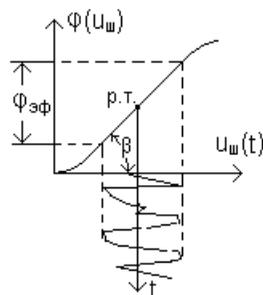


Рис.2.18 Фазовая модуляция шумовым напряжением.

модуляции рабочая точка не выходит за пределы линейного участка, то величина образующегося за счёт модуляции фазового сдвига равна

$$\varphi(u_{ш}) = \varphi_0 + S_M u_{ш}(t), \quad (2.33)$$

где  $\varphi_0$  – начальный фазовый сдвиг;  $S_M = \text{tg}\beta$  – крутизна модуляционной характеристики;  $u_{ш}(t)$  – модулирующее напряжение.

Эффективность использования модулирующего напряжения тем выше, чем больше крутизна  $S_M$  модуляционной характеристики модулятора. Полоса частот, занимаемая модулированным по фазе высокочастотным сигналом, зависит от ширины спектра модулирующего шума и индекса фазовой модуляции  $\Delta\varphi$ . Если  $\Delta\varphi \gg 1$ , модуляция получается широкополосной. При этом ширина спектра модулированного колебания значительно превосходит ширину спектра модулирующего шума и приближённо равна

$$\Delta F_{ш} \approx \Delta\varphi \sqrt{\frac{2\pi}{3}} F_{ш \text{ макс}}, \quad (2.34)$$

где  $F_{ш \text{ макс}}$  – наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала.

При малом индексе фазовой модуляции, при котором  $\Delta\varphi < 1$ , ширина спектра модулированного колебания получается меньшей

$$\Delta F_{ш} \approx F_{ш \text{ макс}}. \quad (2.35)$$

Частотно–модулированные шумовые помехи представляют собой высокочастотные гармонические колебания, модулированные шумовым напряжением с переменной частотой. Спектры колебаний, модулированных по частоте близки по своей структуре к спектрам колебаний, модулированных по фазе.

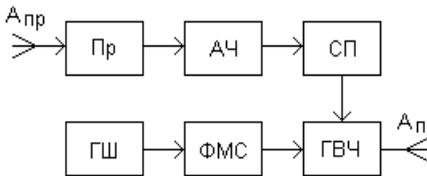


Рис.2.19 Структурная схема станции помех модуляционного типа.

Ширина спектра модуляционных помех обычно меньше ширины спектра шумовых помех. Поэтому модуляционные помехи используются, как правило, в качестве прицельных по несущей частоте.

Обобщённая структурная схема станции помех модуляционного типа приведена на рис.2.19.

Сигналы облучения, поступающие на приёмную антенну  $A_{пр}$ , принимаются приёмником  $Пр$  и подаются на анализатор частоты  $АЧ$ ,

который определяет значение частоты сигналов облучения. По этой информации система перестройки СП осуществляет настройку генератора высокой частоты ГВЧ передатчика помех на частоту подавляемой РТС. Шумовое напряжение генератора шума ГШ с помощью устройства формирования модулирующих сигналов ФМС модулирует высокочастотные колебания ГВЧ по амплитуде, частоте или фазе. Сформированные таким образом помеховые сигналы излучаются передающей антенной  $A_{\text{п}}$  в направлении подавляемой РТС.

Основным элементом станции помех является ГВЧ. Его характеристики оказывают существенное влияние на технические и тактические возможности станции. ГВЧ должен работать в широком диапазоне частот, обладать необходимой выходной мощностью при относительно малом изменении её в пределах рабочего диапазона, обеспечивать перестройку по частоте с максимальной скоростью, иметь высокий коэффициент полезного действия (к.п.д.) и малые масса – габаритные характеристики.

В качестве ГВЧ, в зависимости от частотного диапазона, могут быть использованы различные высокочастотные электровакуумные приборы (ЭВП) и плупроводниковые приборы (ППП). В дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн преимущественно находят применение клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ), и др.

Клистроны и магнетроны обладают достаточно большой выходной мощностью и высоким к.п.д. Однако такие ЭВП построены с применением резонаторных элементов, и поэтому обеспечение высокой скорости перестройки в широком диапазоне частот вызывает серьёзные трудности.

Генераторы на ЛБВ и ЛОВ являются безрезонаторными, что позволяет осуществлять электронную перестройку частоты передатчика помех со скоростью до 100 МГц/мксек. Они могут обеспечить высокую выходную мощность передатчика при хорошей равномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Однако к.п.д. таких ЭВП значительно меньше, чем к.п.д. ГВЧ клистронного и магнетронного типов.

Основные требования к источнику шумов ГШ заключаются в получении достаточно широкого по частотному диапазону и равномерного по уровню мощности спектра. Спектр шумов  $\Delta F_{\text{ш}}$  должен перекрывать полосу пропускания подавляемого приёмника  $\Delta f_{\text{пр}}$ . С учётом

нестабильности по частоте ГВЧ, ширину спектра помехового сигнала считают оптимальной, когда

$$\Delta F_{ш} \geq 1,3 \Delta f_{пр}. \quad (2.36)$$

В качестве ГШ используют специальный шумовой диод, работающий в режиме насыщения, или тиратрон, помещённый в магнитное поле. С помощью диода можно получать шумовое напряжение с достаточно широким и равномерным спектром, в десятки и сотни мегагерц. Однако интенсивность шума такого источника невысокая. Это вынуждает включать в схему ФМС широкополосные усилители шумового напряжения с высоким коэффициентом усиления, что усложняет ФМС. Интенсивность шумового напряжения тиратрона значительно превосходит интенсивность шума диода, но ширина спектра шумового сигнала тиратрона сравнительно невелика и составляет несколько мегагерц. Поэтому тиратроны в качестве источников шума используются преимущественно при создании прицельных по частоте помех.

Развитие цифровой техники позволяет при создании прицельных помех использовать так называемые шумоподобные сигналы (ШПС). ШПС формируют путём модуляции несущего колебания переизлучаемых сигналов специальной функцией, расширяющей спектр сигнала. Основу расширяющей функции составляют псевдослучайные кодовые последовательности, обычно двоичные, которые чаще всего используются либо для фазовой модуляции излучаемых сигналов (ФМ ШПС), либо для псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). В качестве кодовых последовательностей применяют М – последовательности, последовательности Голда, Касами и ряд других.

## **Импульсные помехи**

Импульсные помехи относятся к классу имитационных. Такие помехи создаются РТС обзорного типа, работающим с импульсным режимом излучения. Различают синхронные многократные импульсные помехи и несинхронные хаотические импульсные помехи (ХИП).

### ***Синхронные многократные импульсные помехи***

Принцип создания синхронных многократных импульсных помех заключается в следующем.

Станция помех принимает сигналы облучения и переизлучает их с задержкой в направлении подавляемой РТС на несущей частоте этой РТС. На каждый принятый сигнал может быть переизлучено несколько ответных импульсов. Помеховые радиоимпульсы должны по форме, по длительности и по мощности соответствовать радиоимпульсам отражённых сигналов.

При воздействии таких помех на экранах индикаторов подавляемых РЛС, помимо отметок от истинных целей, будут появляться другие, аналогичные им, имитирующие несуществующие цели. Таким образом можно имитировать группу целей, имеющих одинаковые угловые координаты, но находящихся на различных дальностях.

При достаточной мощности ответных помех, когда приём осуществляется по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны подавляемой РТС, можно имитировать цели, угловые координаты которых не совпадают с угловыми координатами постановщика помех и защищаемых целей. Введя программное управление излучением помех можно имитировать не только движение ложных целей с любым курсом, но и различные виды их манёвра.

Всё это приводит к тому, что радиолокационная обстановка оказывается достаточно сложной, приходится перерабатывать большой массив информации, расплывать силы и средства, предназначенные для борьбы с истинными целями.

Один из вариантов структурной схемы станции помех, формирующей синхронные многократные импульсные помехи, приведён на рис. 2.20,а, а на рис. 2.20,б показаны временные диаграммы сигналов в некоторых точках схемы.

Сигналы облучения (1), поступающие на приёмную антенну  $A_{пр}$  разветвляются во входной цепи ВЦ на два направления. Одна часть сигнала поступает на вход приёмника Пр, с выхода которого протектированные видеоимпульсы (3) подаются на схему временной задержки СВЗ. Схема задержки обеспечивает получение серии видеоимпульсов с различными задержками относительно каждого принятого импульса. В устройстве ФМС из этой серии формируются модулирующие сигналы (4).

Вторая часть принятого сигнала подаётся на систему запоминания частоты СЗЧ, которая генерирует высокочастотные колебания на частоте близкой к несущей частоте подавляемой РТС (2). Запомненный сигнал поступает на вход линейки широкополосных высокочастотных усилителей, состоящей из одного или нескольких промежу-

точных усилителей ПУ и оконечного усилителя ОУ. Необходимое количество усилителей определяется получением требуемых энергетических характеристик станции помех. Исходно усилители закрыты и усиливают входные сигналы только в моменты поступления на них модулирующих импульсов с ФМС (4).

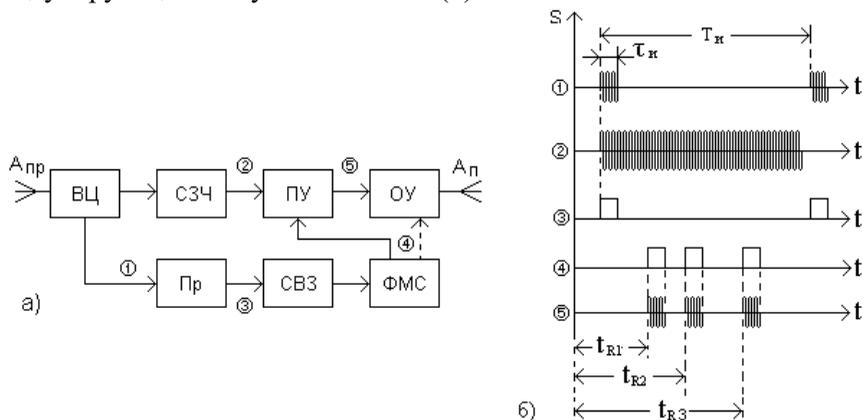


Рис.2.20 Формирование синхронных многократных импульсных помех.

Модуляцию предпочтительно осуществлять в предварительных усилителях. При необходимости получения более глубокого запыряния высокочастотных усилителей в промежутках между импульсами модулирующие сигналы можно подавать на оконечный усилитель. Однако в ряде случаев это связано с трудностями формирования высоковольтных сигналов.

Передающая антенна  $A_{п}$  излучает сформированную таким образом серию высокочастотных импульсов (5) в направлении подавляемой РТС.

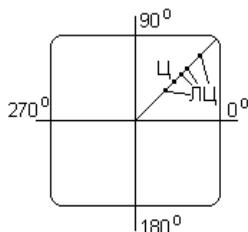


Рис.2.21 Расположение отметок истинных целей Ц и ложных целей ЛЦ на экране ИКО.

Если период следования импульсов постоянный, то имеется возможность создать на экране подавляемой РТС ложные отметки как запаздывающие относительно отметки цели, так и упрждающие её. На рис.2.21 показано примерное расположение отметок истинных Ц и ложных целей ЛЦ на экране индикатора для обоих случаев.

## Хаотические импульсные помехи

Несинхронные хаотические импульсные помехи представляют собой последовательность радиоимпульсов, несущая частота которых должна быть близка к несущей частоте сигналов облучения, а амплитуда, длительность и интервалы между импульсами изменяются по случайному закону. Такие сигналы создают хаотически разбросанные по экрану индикатора РТС отметки ложных целей. Это значительно затрудняет выделение истинных целей на фоне большого числа исчезающих и вновь появляющихся на других дальностях и на других азимутах помеховых отметок. При определённых условиях может осуществляться воздействие помех по боковым лепесткам диаграммы направленности приёмной антенны подавляемой РТС, что ещё в большей степени усложнит радиолокационную обстановку (рис. 2.22).

Структурная схема одного из вариантов станции радиопротиводействия для создания хаотических импульсных помех приведена на рис. 2.23,а. На рис. 2.23,б показан вид сигналов в некоторых точках схемы. Высокочастотная часть такой станции аналогична станции, формирующей многократные синхронные помехи. Различие состоит в построении канала формирования модулирующих импульсов. Сигналы генератора шума ГШ подаются на ограничитель ОГ, на выходе которого появляются отдельные выбросы шумового напряжения, превышающие порог ограничения  $U_{ог}$ . Из этих выбросов в формирователе модулирующих сигналов ФМС вырабатываются импульсы характеризующиеся случайным изменением длительности и временного интервала между ними. Изменяя порог ограничения, можно регулировать временные параметры модулирующих сигналов.

Хаотические импульсные помехи оказывают эффективное воздействие на командные радиолинии управления различными объектами, для которых они являются заградительными по коду. Они могут вызывать полное или частичное подавление передаваемых команд, изменять значения параметров модуляции поднесущих колебаний и образовывать ложные команды.

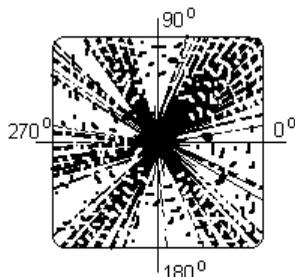


Рис. 2.22 Вид экрана ИКО при воздействии хаотических импульсных помех.

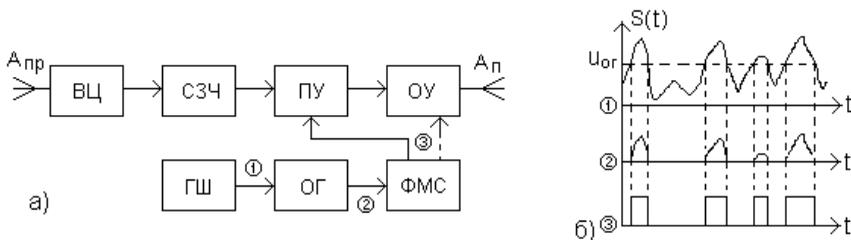


Рис. 2.23 Формирование хаотических импульсных помех.

При оценке эффективности таких помех одним из основных показателей является среднее число помеховых импульсов, поступающих на вход подавляемого приёмника в единицу времени. Оптимальное значение этого параметра зависит от вида полезного сигнала и отношения импульсных мощностей помехи и полезного сигнала.

### Длительное запоминание частоты

Основная сложность создания многократных помех заключается в том, что излучение серии ответных импульсов необходимо осуществлять на несущей частоте сигналов облучения в те моменты времени, когда сигналы облучения отсутствуют на входе приёмной антенны станции помех. Для этого нужно запоминать несущую частоту сигналов облучения на относительно большое время, примерно равное периоду следования импульсов облучения.

Существуют различные способы запоминания частоты сигналов облучения. Рассмотрим некоторые из них.

В одном из способов реализуется известный принцип автоматической подстройки частоты гетеродина приёмника (АПЧ). На рис.2.24 приведена структурная схема СЗЧ с использованием АПЧ.

В исходном состоянии система поиска и захвата СПЗ с помощью устройства управления УУ1 изменяет частоту  $f_{Г1}$  гетеродина Г1 в пределах заданного диапазона по линейному закону.

Сигналы облучения с частотой  $f_c$  подаются на вход смесителя СМ1. Когда разность частот входного сигнала  $f_c$  и сигнала гетеродина  $f_{Г1}$  будет равна средней частоте настройки усилителя промежуточной частоты УПЧ1  $f_{упч1 ср}$ , подключённого к выходу СМ1, принятый сигнал будет усилен УПЧ1 и, после преобразования в частотном детекторе ЧД1, поступит на схему поиска и захвата СПЗ, которая от-

ключает поисковое напряжение от управления гетеродином Г1 и переводит устройство в режим сопровождения по частоте. В этом режиме частота гетеродина будет изменяться под воздействием выходного напряжения частотного детектора ЧД1.

Переходная характеристика ЧД1 обладает нечётной симметрией относительно средней частоты настройки УПЧ1  $f_{упч1 ср}$ . Это видно из рис.2.25, на котором  $\Delta f = f_p - f_{упч1 ср}$  и пунктиром показана также амплитудно-частотная характеристика УПЧ1.

Выходное напряжение ЧД1 будет равно нулю, если разностная частота  $f_{p1}$  будет равна средней частоте настройки УПЧ1  $f_{упч1 ср}$ . При отклонении  $f_{p1}$  от  $f_{упч1 ср}$  на выходе ЧД1 возникает сигнал ошибки, величина и знак которого определяют величину и сторону частотного рассогласования.

Этот сигнал через СПЗ и устройство управления УУ1 будет изменять частоту гетеродина Г1 до тех пор, пока разность частот  $f_c$  и  $f_{r1}$  не будет равна средней частоте настройки УПЧ1  $f_{упч1 ср}$ .

Таким образом, частота гетеродина Г1 будет автоматически отслеживать все изменения частоты входного сигнала, сохраняя постоянную разность частот

$$f_{p1} = f_c - f_{r1} = f_{упч1 ср} = \text{const.} \quad (2.37)$$

В установившемся режиме сопровождения сигналов облучения по частоте выходное напряжение ЧД1 близко к нулю. Однако напряжение, управляющее частотой гетеродина Г1, должно иметь конечную величину, соответствующую текущему значению частоты Г1. Для этого осуществляется запоминание текущего значения управляющего напряжения с помощью интеграторов устройства управления УУ1.

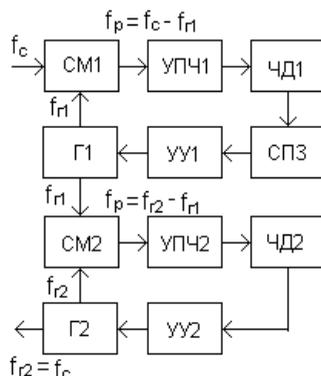


Рис. 2.24 Структурная схема длительного запоминания частоты с использованием АПЧ.

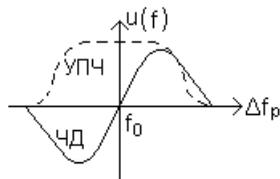


Рис. 2.25 Переходная характеристика частотного детектора и амплитудно-частотная характеристика УПЧ.

Необходимо обратить внимание на обеспечение соответствующей фазировки обратной связи в системе АПЧ. Система будет устойчивой в том случае, когда уменьшение разности частот

$$\Delta f = f_p - f_{\text{упч1 ср.}} \quad (2.38)$$

будет приводить к уменьшению управляющего напряжения на выходе ЧД, устремляя его к нулю при  $\Delta f = 0$ .

Аналогичная по принципу действия система АПЧ, включающая смеситель СМ2, гетеродин Г2, усилитель промежуточной частоты УПЧ2, частотный детектор ЧД2 и устройство управления УУ2, осуществляет настройку Г2 на частоту Г1 с постоянной разностью частот

$$f_{p2} = f_{Г2} - f_{Г1} = f_{\text{упч2 ср.}} = \text{const.} \quad (2.39)$$

Нетрудно посчитать, что при равенстве

$$f_{\text{упч1 ср.}} = f_{\text{упч2 ср.}} \quad (2.40)$$

частота гетеродина Г2 будет равна частоте входного сигнала облучения  $f_c$  с точностью до ошибки сопровождения, возникающей в системах АПЧ. Полученные таким образом гармонические колебания с частотой сигналов облучения, поступают на вход линейки высокочастотных усилителей станции помех.

В другом способе запоминания несущей частоты сигналов облучения используется принцип одновременного многоканального разделения сигналов по частоте с помощью фильтров. Структурная схема такой системы запоминания приведена на рис.2.26,а.

В этом случае весь диапазон возможных частот облучения

$$\Delta f_{\text{вх}} = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} \quad (2.41)$$

разделяют системой фильтров  $\Phi$  на ряд поддиапазонов  $\Delta f_{\Phi}$  (рис.2.26,б).

Параметры фильтров подбирают так, чтобы их амплитудно-частотные характеристики примыкали друг к другу. На среднюю частоту каждого фильтра настроен генератор непрерывных колебаний Г. Выходные сигналы каждого генератора через коммутаторы К и общий сумматор  $\Sigma$  поступают на вход линейки широкополосных высокочастотных усилителей станции. Управление коммутаторами осуществляется сигналами с фильтров. Таким образом, частота вы-

ходного сигнала станции помех будет определяться сигналом генератора того канала, через фильтр которого прошел принятый сигнал облучения.

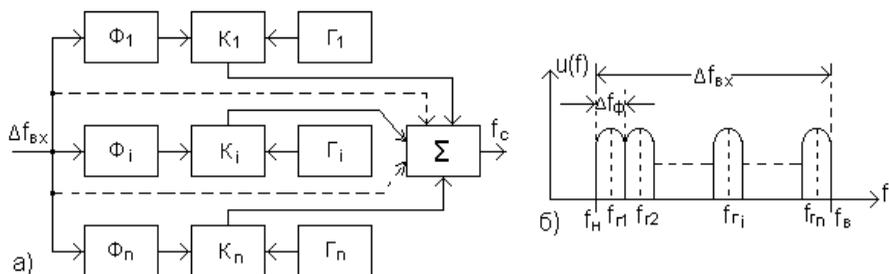


Рис.2.26 Многоканальная система длительного запоминания частоты.

Максимальная ошибка запоминания частоты в этом случае будет равна половине полосы пропускания одного фильтра разделительного устройства.

$$\delta f = \pm \Delta f_{\phi} / 2. \quad (2.42)$$

Если при разработке задана допустимая ошибка запоминания частоты  $\delta f_d$ , то полоса фильтра будет равна

$$\Delta f_{\phi} = 2\delta f_d. \quad (2.43)$$

При одновременном запоминании частот входных сигналов в заданном диапазоне  $\Delta f_{вх}$  с максимально допустимой ошибкой  $\delta f_d$ , можно определить необходимое количество каналов

$$N_{\phi_0} = \Delta f_{вх} / 2\delta f_d. \quad (2.44)$$

Основным преимуществом рассмотренного метода является относительная простота схемной реализации отдельных частотных каналов. По сути каждый канал может быть выполнен в виде приёмника прямого усиления (рис.2.27).

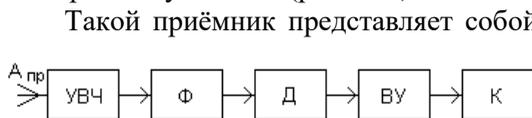


Рис.2.27 Структурная схема приёмника прямого усиления.

Такой приёмник представляет собой последовательное соединение приёмной антенны  $A_{пр}$ , усилителя высокой частоты УВЧ, фильтра  $\Phi$ , детектора  $D$  и видеоусилителя ВУ, выходные

сигналы которого управляют коммутатором К. Кроме того, такое построение аппаратуры радиоподавления обеспечивает малую задержку сигналов в приёмных каналах, что в ряде случаев является определяющим фактором при выборе метода запоминания частоты.

Однако при необходимости создания помех в широком диапазоне частот при заданной высокой точности воспроизведения несущей частоты сигналов облучения, количество каналов получается достаточно большим и аппаратура становится громоздкой, имеющей большие масса – габаритные характеристики.

Значительное сокращение количества каналов можно получить при использовании многоканального, так называемого матричного метода запоминания частоты сигналов облучения. Реализация такого метода осуществляется с помощью многократного (ступенчатого) преобразования частоты входных сигналов. Структурная схема такой системы приведена на рис.2.28.

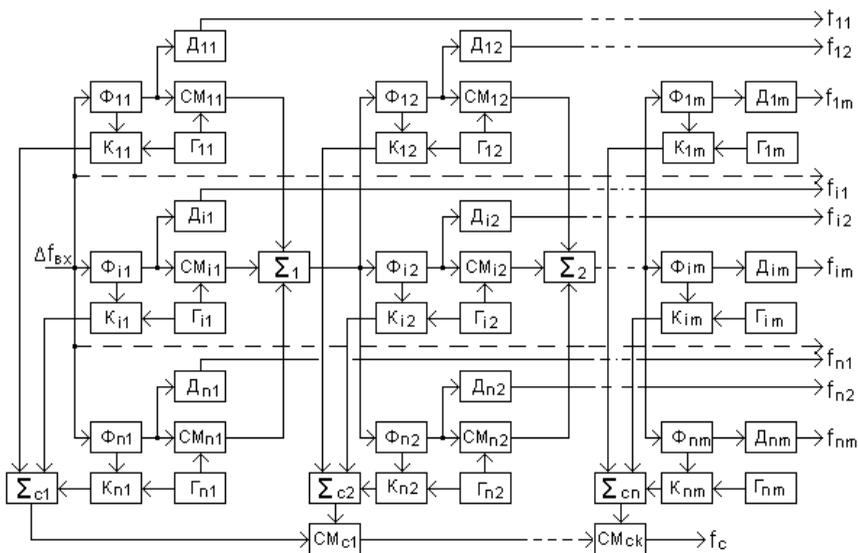


Рис.2.28 Структурная схема матричной системы длительного запоминания частоты.

Система запоминания состоит из  $m$  ступеней преобразования частоты. В каждой ступени  $n$  частотных фильтров настроены так, что каждый из них перекрывает некоторый диапазон частот. Фильтры первой ступени  $\Phi_{11}, \Phi_{i1}, \dots, \Phi_{n1}$  совместно перекрывают весь задан-

ный диапазон входных сигналов  $\Delta f_{\text{вх}}$ , и каждый из них имеет одинаковую полосу пропускания  $\Delta f_1$ . Фильтры второй ступени  $\Phi_{12}$ ,  $\Phi_{12}, \dots, \Phi_{n2}$  совместно перекрывают поддиапазон частот, равный ширине полосы пропускания одного фильтра первой ступени  $\Delta f_1$  и каждый из них имеет полосу пропускания  $\Delta f_2$ , и т.д. В результате обеспечиваются следующие соотношения

$$\Delta f_{\text{вх}} = n \Delta f_1; \Delta f_1 = n \Delta f_2; \dots \Delta f_{m-1} = n \Delta f_m. \quad (2.45)$$

Полоса пропускания фильтров последней ступени зависит от требуемой точности запоминания частоты входных сигналов и определяется следующим соотношением

$$\Delta f_m = \Delta f_{\text{вх}} / n^m. \quad (2.46)$$

Частоты гетеродинов  $\Gamma_{11}, \Gamma_{12}, \dots, \Gamma_{nm-1}$  выбираются так, чтобы на выходах всех смесителей  $\text{СМ}_{11}, \text{СМ}_{12}, \dots, \text{СМ}_{nm-1}$  получались промежуточные частоты, лежащие на одном и том же частотном интервале, равном полосе пропускания одного фильтра конкретной ступени преобразования. В результате одинакового преобразования сигналов одной ступени получается последовательная трансформация сигналов: из полосы  $\Delta f_{\text{вх}}$  в полосу  $\Delta f_1 = \Delta f_{\text{вх}} / n$ ; из полосы  $\Delta f_1$  в полосу  $\Delta f_2 = \Delta f_1 / n$  и т.д. Она достигается применением числа фильтров, равным  $N_{\text{фм}} = nm$ , и числа гетеродинов  $N_{\Gamma} = n(m-1)$ .

Часть мощности сигналов гетеродинов через коммутаторы  $K$  и сумматоры  $\Sigma_c$  каждой ступени преобразования поступает на соответствующие смесители  $\text{СМ}_c$  системы синтеза выходного сигнала с частотой сигналов облучения  $f_c$ .

Точность воспроизведения частоты сигналов облучения в данной системе определяется полосой пропускания последней ступени, построение которой аналогично построению системы с использованием одновременного разделения сигналов по частоте. В общем случае она будет равна

$$\delta f = \pm \Delta f_m / 2 = \Delta f_{\text{вх}} / 2 n^m. \quad (2.47)$$

Несмотря на то, что в матричной системе имеется

$$N_{\text{фм}} = nm \quad (2.48)$$

фильтров, она эквивалентна по точности запоминания частоты устройству, использующему одновременное разделение сигналов по частоте с числом фильтров

$$N_{\phi_0} = \Delta f_{\text{вх}} / 2\delta f_{\text{д}} = \Delta f_{\text{вх}} / \Delta f_{\phi}, \quad (2.49)$$

причём полоса пропускания каждого фильтра равна полосе пропускания фильтров последней ступени преобразования матричной системы  $\Delta f_{\phi} = \Delta f_m$ .

Выигрыш в количестве фильтров при использовании матричной системы запоминания определяется следующим образом. Для этого, подставляя в (2.48) значение  $n$  из (2.47) с учётом (2.46), получим

$$N_{\phi_{\text{м}}} = m \sqrt[m]{\frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m}}. \quad (2.50)$$

Сравнивая (2.49) и (2.50), определим выигрыш в количестве фильтров.

$$q = \frac{N_{\phi_0}}{N_{\phi_{\text{м}}}} = \frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m} \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt[m]{\frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m}}} = \frac{1}{m} \left( \frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m} \right)^{\frac{m-1}{m}}. \quad (2.51)$$

Например, при  $\Delta f_{\text{вх}}/\Delta f_m = 1000$  и числе ступеней  $m=3$  получим  $q \approx 33$ , т.е. для реализации матричного метода потребуется в  $q$  раз меньше фильтров, чем для устройства с одновременным разделением сигналов по частоте. При этом в обоих случаях будет обеспечиваться одинаковая точность запоминания частоты сигналов облучения.

Значительное снижение количества частотных каналов при реализации матричного метода при одинаковой точности запоминания частоты является основным преимуществом этого метода по сравнению с методом, рассмотренным ранее, т.е. методом, использующим устройства одновременного разделения сигналов по частоте. Это даёт возможность сократить масса-габаритные характеристики станций помех.

К недостаткам метода можно отнести усложнение схемного построения, большие трудности при настройке и испытаниях отдель-

ных устройств и комплексов, некоторое снижение надёжности аппаратуры.

Общим недостатком многоканальных систем является возможность взаимного влияния каналов друг на друга, что может приводить к неоднозначности определения и запоминания частоты сигналов обучения. Этот недостаток преодолевается с помощью специальных логических схем, устраняющих неоднозначность, применением специальных развязывающих схем, совершенствованием характеристик частотно – избирательных фильтров.

При необходимости измерения частот облучающих сигналов с выходов каждого фильтра часть принятых сигналов подаются на детекторы  $D_{11}, D_{12}, \dots, D_{nm}$  и далее на вычислитель. Сигналы с каждого детектора соответствуют средней частоте настройки фильтра, на выходе которого стоит данный детектор. Частота принятого сигнала определяется по формуле

$$f_{\text{изм}} = f_n + (j-1)(\Delta f_{\text{вх}}/n) + (k-1)(\Delta f_{\text{вх}}/n^2) + \dots + (z-1)(\Delta f_{\text{вх}}/n^m) + (\Delta f_{\text{вх}}/2n^m), \quad (2.52)$$

где  $j, k, \dots, z$  – номера фильтров соответственно в первой, второй и т.д. ступенях, через которые прошел сигнал облучения;  $f_n$  – нижняя частота диапазона сигналов облучения.

В последнее время активно разрабатываются методы цифрового запоминания сигналов (ЦЗС), которые обеспечивают высокоточное воспроизведение структуры радиолокационных сигналов облучения защищаемых объектов. Рассмотрим кратко принцип работы таких систем.

Высокочастотные сигналы РТС облучения принимаются и преобразуются по частоте в сигналы более низкочастотного базового диапазона с помощью фиксированного или перестраиваемого по частоте гетеродина. Затем эти сигналы квантуются и получающиеся в результате квантования выборки преобразуются из аналоговой формы в цифровую и запоминаются с помощью быстродействующего цифрового запоминающего устройства (ЗУ) с произвольной выборкой. Далее запомненные сигналы выводятся из ЗУ и преобразуются сначала в аналоговую форму в базовом диапазоне с помощью цифро-аналогового преобразователя. Запомненные сигналы в аналоговой форме повышаются по частоте с помощью того же местного гетеродина, который используется при понижении частоты принимаемых сигналов до частоты сигналов базового диапазона.

Упрощенная структурная схема системы ЦЗС приведена на рис.2.29.

Входные высокочастотные сигналы поступают на  $N$ -фазный преобразователь сигналов ПС, где с помощью сигналов гетеродина  $\Gamma$ , представляющих собой сигналы на фиксированной частоте с различными фазами, преобразуются в сигналы промежуточной частоты с разными фазами.

Суммарные частотные составляющие на выходе преобразователя

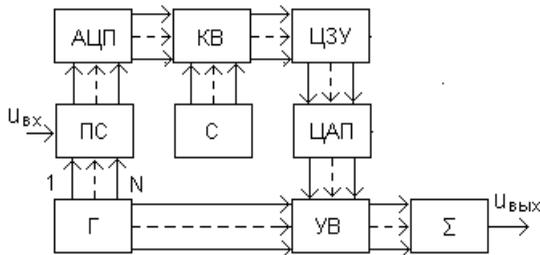


Рис. 2.29 Структурная схема системы цифрового запоминания высокочастотных сигналов.

устраняются фильтрацией. Аналоговые сигналы промежуточной частоты затем преобразуются в цифровую форму с помощью  $N$ -фазного аналого-цифрового преобразователя АЦП и квантуются в цифровом квантователе КВ.

Требуемое число бит при этом зависит от числа воспроизводимых параметров входного сигнала. Так например, если требуется воспроизвести только несущую частоту входного сигнала, а его амплитуда не требуется, то достаточны две фазы преобразованного сигнала и только один бит для представления полярности каждого из двух преобразованных сигналов.

До поступления в цифровое ЗУ сигналы квантуются по времени, в результате чего образуются выборки с периодом синхронизации, используемые в цифровом ЗУ. Синхронизирующие сигналы могут иметь любую фазу, однако наилучшие результаты достигаются, когда их фазы имеют соответствующую связь с фазами преобразованных сигналов. Квантованные выборки запоминаются в цифровом ЗУ с произвольной выборкой, позволяющем осуществлять многократное считывание информации без её разрушения. Процесс восстановления входного сигнала включает многоканальное цифроаналоговое преобразование запомненных выборок с последующим их преобразованием в  $N$ -фазном преобразователе для восстановления частоты и фазы отдельных сигналов, которые после суммирования образуют восстановленный высокочастотный сигнал. Относительное изменение ча-

стоты и фазы в восстановленном сигнале достигается путём соответствующей частотной или фазовой расстройки генераторов  $N$ -фазных сигналов, используемых в  $N$ -фазном устройстве восстановления сигнала. При этом сохраняется внутрисигнальная модуляция сигнала. Наиболее простая система цифрового запоминания сигналов получается при однофазном преобразовании ( $N=1$ ), когда не требуется квадратурные каналы, однако при этом на половину сокращается мгновенная полоса рабочих частот по сравнению с системами, имеющими многофазное преобразование.

Для сохранения информации не только о частоте (фазе), но и амплитуде входного сигнала, необходим дополнительный канал. В этом случае система ЦЗС строится в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис.2.30, на которой основной канал системы ЦЗС представлен двумя преобразователями частоты ПЧ, между которыми включено цифровое запоминающее устройство ЗУ.

Дополнительный канал включает в себя амплитудный детектор АД, аналогово-цифровой преобразователь АЦП, цифровое ЗУ и цифроаналоговый преобразователь ЦАП. Оба канала подключены к амплитудному модулятору АМ, на выходе которого запомненный сигнал содержит восстановленную информацию о законе изменения амплитуды сигнала.

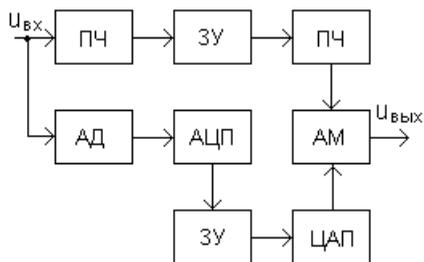


Рис.2.30 Структурная схема системы ЦЗС с сохранением амплитудной модуляции.

Основными причинами фазовых и амплитудных погрешностей в системах ЦЗС, характеризующих точность воспроизведения сигналов, являются дискретное представление аналоговых непрерывных сигналов, АЦП и нестабильность частоты гетеродинов преобразователей сигналов. Снижение погрешностей возможно за счёт повышения скорости обработки сигналов, увеличения частоты выборок и разрядности квантования сигналов, применения синтезаторов частоты в качестве гетеродинов преобразователей и генераторов сигналов при формировании узкополосных ответных помех. Главную роль в совершенствовании систем ЦЗС будут играть элементы из арсенида галлия GaAs, обладающие по сравнению с кремниевыми элементами

более высоким быстродействием, повышенной точностью параметров, формируемых сигналов, меньшим потреблением мощности, большей широкополосностью и надёжностью.

Современные системы ЦЗС могут обеспечить начальную задержку запомненных сигналов не превышающую нескольких десятков наносекунд. Этот параметр играет важную роль при формировании прицельных уводящих помех импульсным следящим дальномерам, принцип создания которых рассмотрен ниже.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Дайте определение непрерывной шумовой помехе.
2. Почему непрерывную шумовую помеху называют белым шумом?
3. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы станции РПД, формирующую прямошумовые помехи.
4. Что представляет собой шумовая помеха модуляционного типа?
5. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы станции РПД, формирующую помехи модуляционного типа.
6. Поясните принцип создания и эффект действия синхронной многократной импульсной помехи.
7. Поясните принцип создания и эффект действия хаотической многократной импульсной помехи.
8. Как осуществляется запоминание несущей частоты сигналов облучения с использованием принципа АПЧ?
9. Как осуществляется запоминание несущей частоты сигналов облучения с использованием матричного метода?
10. Какие методы цифрового запоминания частоты сигналов используют при формировании многократных импульсных помех?

## ***2.3 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по направлению***

### ***Общие сведения***

Системы и каналы автоматического сопровождения целей по направлению (АСН) являются основными в любом контуре наведения или самонаведения управляемого оружия. В большинстве случаев потеря информации об угловых координатах цели может привести

к невыполнению боевой задачи, возлагаемой на систему, к срыву наведения.

Система АСН это замкнутая следящая система, состоящая из пеленгатора, управляющего устройства УУ и исполнительного устройства ИУ (рис.2.31).

Пеленгатор представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого объекта Ц в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат.

Состоит пеленгатор из антенного устройства  $A_{пр}$ , обладающего направленными свойствами, и приёмника Пр, в котором осуществляются основные преобразования и усиление принятых сигналов.

Как правило, в системах АСН используют равносигнальные методы пеленгации, позволяющие получать более высокую точность определения направления на источник излучения по сравнению с другими методами. В таких устройствах с помощью антенной системы формируется равносигнальное направление (РСН), положение которого в пространстве известно и оно служит опорным (базовым) направлением. Задачей системы АСН является непрерывное автоматическое совмещение в пространстве опорного РСН с направлением прихода электромагнитных волн от источника излучения, т.е. с линией визирования ЛВ цели Ц (рис.2.31). Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения  $u_{вых.д}$  от углового рассогласования  $\gamma$  (рис.2.32).

Таким образом, выходное напряжение дискриминатора является электрическим аналогом углового рассогласования. Часто это напряжение называют сигналом рассогласования или сигналом ошибки.

При совмещении РСН с линией визирования сопровождаемой цели угловое рассогласование  $\gamma$  и соответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремля-

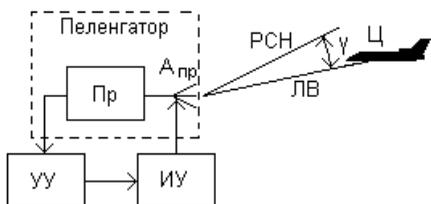


Рис.2.31 Принцип действия системы АСН.

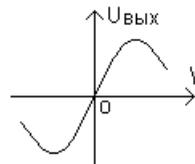


Рис.2.32 Переходная характеристика углового дискриминатора.

ются к нулю. Точка апертуры, в которой  $u_{\text{вых.д}} = 0$ , называется точкой устойчивого равновесия.

С выхода дискриминатора сигнал ошибки поступает на устройство управления УУ, в котором формируются соответствующие сигналы для исполнительного устройства. Исполнительное устройство ИУ осуществляет перемещение РСН в пространстве при воздействии на него сигналов устройства управления.

Задача радиопротиводействия каналу АСН заключается в формировании на входе подавляемой радиотехнической системы помеховых сигналов имитирующих ложную цель, направление на которую не совпадает с направлением на истинную цель.

Способы создания помех зависят от типа подавляемой системы АСН. В настоящее время существуют два основных типа равносигнальных систем АСН: системы с последовательным сравнением сигналов (амплитудно-фазовые системы) и системы с одновременным сравнением сигналов (моноимпульсные системы).

### ***Помехи системам АСН с последовательным сравнением сигналов***

Принцип действия пеленгатора, входящего в систему АСН с последовательным сравнением сигналов, подробно рассмотрен в разделе 1.6 первой главы данного учебника. Структурная схема системы АСН приведена на рис.2.33.

Супергетеродинный приёмник Пр преобразует по частоте, усиливает и нормирует принятые антенной  $A_{\text{пр}}$  сигналы.

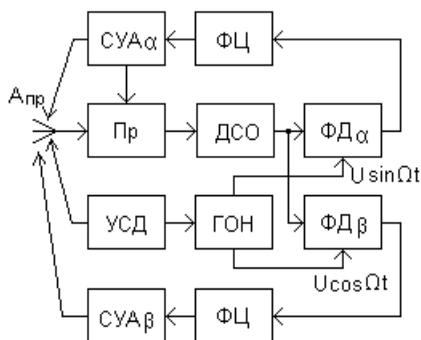


Рис.2.33 Структурная схема системы АСН.

Выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала осуществляется в детекторе сигнала ошибки ДСО. Управление положением антенны для совмещения РСН с линией визирования цели производится, как правило, в азимутальной и угломест-

ной плоскостях автономно. В связи с этим сигнал ошибки необходимо разложить на две ортогональные составляющие, пропорциональные угловым отклонениям цели в этих плоскостях, т.е. произвести преобразование информации об угловых координатах цели, полученной в полярной системе координат, в сигналы, управляющие положением антенны, в прямоугольной (декартовой) системе.

Аппаратурное разделение сигнала ошибки на две составляющие осуществляется в фазовых детекторах ФД<sub>α</sub> и ФД<sub>β</sub>, в которых производится умножение сигнала ошибки на опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений ГОН и имеющие фазовый сдвиг на  $\pi/2$ .

Синхронизация ГОН осуществляется устройством сканирования диаграммы направленности антенны УСД, и поэтому фазы опорных напряжений однозначно связаны с пространственным положением сканирующей диаграммы. На выходах фазовых детекторов образуются напряжения пропорциональные величинам углового рассогласования в азимутальной и угломестной плоскостях.

Формирующие цепи ФЦ в каждом канале преобразуют выходные сигналы фазовых детекторов в сигналы, необходимые для работы систем управления антенной СУА<sub>α</sub> и СУА<sub>β</sub>, соответственно в азимутальной и в угломестной плоскостях.

При совмещении РСН с линией визирования цели исчезает амплитудная модуляция принимаемых сигналов, и выходные напряжения фазовых детекторов устремляются к нулю.

Помехи такой системе можно создать путём амплитудной модуляции ретранслируемых сигналов облучения напряжением с частотой сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой системы. Эффективность помех будет зависеть от режима работы канала углового сопровождения.

В режиме открытого конического сканирования, т.е. когда сканирует диаграмма направленности передающей антенны или одновременно диаграммы передающей и приёмной антенн подавляемой РТС, наиболее эффективна помеха прицельная по частоте сканирования. При работе канала АСН в режиме скрытого конического сканирования, когда сканирует только диаграмма направленности приёмной антенны, создают заградительные помехи в диапазоне возможных частот сканирования.

## Помехи, прицельные по частоте сканирования

При создании таких помех частота сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой системы должна быть известна или определена в процессе радиоподавления. На входе подавляемой системы в этом случае будет действовать аддитивная смесь полезного для следящей системы сигнала  $u_c(t)$  и ретранслированного, модулированного по амплитуде помехового сигнала  $u_n(t)$

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_n(t) = U_c [1 + m_c(\psi) \cos(\Omega_c t + \varphi_c)] \cos \omega_0 t + U_n [1 + m_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n)] \cos \omega_0 t, \quad (2.53)$$

где  $U_c$  и  $U_n$  – амплитуды полезного и помехового сигналов;  $m_c(\psi)$  и  $m_n$  – коэффициенты полезной и помеховой модуляций;  $\Omega_c$  – частота сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой РТС;  $\Omega_n$  – частота модуляции помехового сигнала;  $\varphi_c$  и  $\varphi_n$  – фазы огибающих модуляции полезного и помехового сигналов.

После преобразования сигналов в приёмно–усилительном тракте системы АСН на выходе устройства преобразования координат, при условии, что  $\Omega_n = \Omega_c$ , мы получим сигналы такого вида (сигналы ошибки):

для канала азимута:

$$u_\alpha = k [(g + 1) m_c \cos \varphi_c + g m_n \cos \varphi_n]; \quad (2.54)$$

для канала угла места:

$$u_\beta = k [(g + 1) m_c \sin \varphi_c + g m_n \sin \varphi_n], \quad (2.55)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности, определяемый параметрами приёмно–усилительного тракта и усредняющих фильтров сигнала ошибки;  $g = U_n/U_c$ .

Первые слагаемые в (2.54) и (2.55) представляют собой полезную составляющую сигнала ошибки, вызванную угловым рассогласованием линии визирования защищаемого летательного аппарата (постановщика помех) относительно РСН. Вторые слагаемые являются результатом действия помехи.

Выражения (2.54) и (2.55) показывают, что такие же сигналы были бы на выходе системы АСН, если бы в пределах диаграммы направленности её антенны находились одновременно две цели, не разрешаемые по угловым координатам. Тогда  $m_c$  и  $m_n$  представляли бы собой коэффициенты модуляций отраженных от целей сигналов

на входе АСН, образующиеся вследствие отклонения линий визирования от РСН, а  $\varphi_c$  и  $\varphi_n$  – направления этих отклонений. Такую ситуацию иллюстрирует рис.2.34, где показано положение двух целей  $\zeta_1$  и  $\zeta_2$  в картинной плоскости, т.е. плоскости перпендикулярной РСН.

Окружность на рисунке представляет собой след точки, соответствующей максимуму сканирующей симметричной диаграммы направленности антенны. Центр окружности соответствует положению РСН.

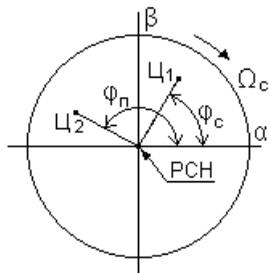


Рис.2.34 Положение двух реальных целей и РСН в картинной плоскости.

Таким образом, действие помехи в виде ретранслированного сигнала, модулированного по амплитуде с частотой сканирования подавляемой системы АСН, аналогично появлению в пределах раствора диаграммы направленности антенны второй цели, направление на которую не совпадает с направлением на защищаемый объект. Система АСН в этом случае ориентирует РСН на так называемый энергетический центр суммарного сигнала, образованного на входе системы двумя не разрешаемыми по направлению целями. При этом выходные сигналы обоих каналов сопровождения (по азимуту и по углу места) должны быть равны нулю, чтобы обеспечить режим устойчивого равновесия, т.е. должны одновременно выполняться следующие равенства:

$$(g + 1) m_c \cos \varphi_c + g m_n \cos \varphi_n = 0 \quad (2.56)$$

и 
$$(g + 1) m_c \sin \varphi_c + g m_n \sin \varphi_n = 0. \quad (2.57)$$

Это возможно при

$$(g + 1) m_c = g m_n \quad (2.58)$$

и 
$$\varphi_c = \varphi_n \pm 180^\circ. \quad (2.59)$$

Условия равновесия системы (2.58) и (2.59) при воздействии на неё двух сигналов называются соответственно условиями баланса амплитуд и фаз.

На рис.2.35 показано взаимное положение в картинной плоскости истинной цели  $\zeta$ , ложной цели  $\zeta_l$ , энергетического центра ЭЦ и РСН.

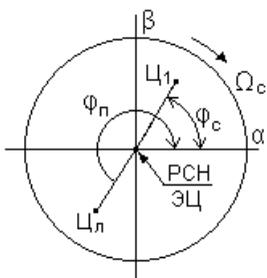


Рис. 2.35 Положение защищаемой Ц<sub>1</sub> и ложной Ц<sub>л</sub> целей и РСН в картинной плоскости.

Энергетический центр, на который ориентированно РСН, находится в середине отрезка, соединяющего истинную и ложную цели. Коэффициент модуляции  $m_c$  в (2.58) при этом характеризует величину ошибки углового сопровождения системой АСН истинной цели, т.е. защищаемого летательного аппарата.

Из (2.58) следует, что даже при бесконечно большом значении мощности помехи нельзя получить величину коэффициента  $m_c$  больше ко-

эффициента  $m_n$ . Равенство  $m_c = m_n$  является предельным. Физически это объясняется тем, что сигнал помехи модулируется за счёт сканирования диаграммы направленности приёмной антенны системы АСН и в связи с этим несёт информацию об истинном положении постановщика помех, т.е. защищаемого объекта. Система АСН ориентирует антенну так, чтобы принимаемый ею суммарный сигнал оказался немодулированным, что и отражает равенство  $m_c = m_n$ . Зависимость коэффициента  $m_c$  от отношения помеха/сигнал  $g$  при различных коэффициентах помеховой модуляции приведена на рис.2.36.

Таким образом условия, которые должны быть выполнены в станции помех для получения максимального эффекта рассмотренного вида помехового воздействия на систему АСН, заключаются в следующем:

$$\varphi_n = \varphi_c \pm 180^\circ \quad (2.60)$$

и 
$$m_c \approx m_n = 1. \quad (2.61)$$

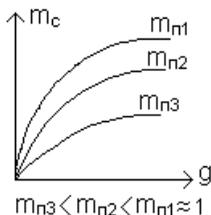


Рис. 2.36 Зависимость коэффициентов модуляции полезного и помехового сигналов от отношения помеха / сигнал.

Один из вариантов структурной схемы станции помех, в которой могут быть реализованы такие условия, приведен на рис.2.37.

Станция представляет собой высокочастотный ретранслятор, состоящий из приёмной  $A_{пр}$  и передающей  $A_{п}$  антенн, входного устройства ВХУ и широкополосного усилительного тракта между ними. Количество промежуточных усилителей ПУ зависит от необхо-

димого коэффициента усиления тракта, а окончательный усилитель ОУ определяет выходную мощность станции помех.

Для формирования модулирующих напряжений часть мощности сигналов, принятых антенной  $A_{пр}$ , поступает через элементы входного устройства ВхУ на супергетеродинный приёмник Пр, на выходе которого имеется амплитудный детектор АД, выделяющий огибающую амплитудной модуляции сигналов облучения. Далее огибающая сдвигается на  $180^\circ$  по фазе в фазовращателе ФВ и подаётся на формирователь модулирующих сигналов ФМС. С выхода формирователя модулирующее напряжение с амплитудой, достаточной для получения максимальной глубины амплитудной модуляции ретранслированных сигналов, подаётся на управляющие электроды предварительных усилителей ПУ. При необходимости осуществляется подача модулирующего напряжения на окончательный усилитель ОУ.

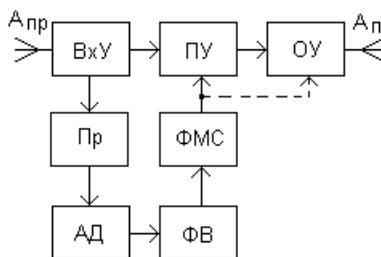


Рис.2 37 Структурная схема станции помех, прицельных по частоте сканирования.

Сформированная таким образом, прицельная по частоте сканирования помеха, излучается передающей антенной  $A_{п}$  в направлении подавляемой системы АСН. Иногда такую помеху называют помехой типа «ВО» (выделенная огибающая).

### **Заградительные помехи в диапазоне возможных частот сканирования**

Работу канала углового сопровождения в режиме скрытого конического сканирования рассмотрим на примере системы полуактивного наведения летательных аппаратов (например ракеты Р) на цель Ц (рис.2.38).

В этом случае передатчик и приёмник системы разнесены в пространстве. Передатчик находится на командном пункте КП (обобщённое место старта, пуска, взлёта ЛА). С помощью передатчика осуществляется облучение  $S_{обл}$  цели Ц (подсвет цели). Диаграмма направленности передающей антенны не сканирует.

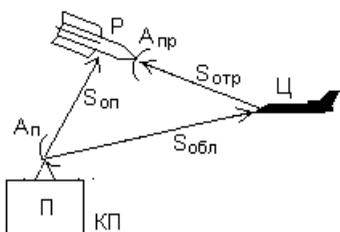


Рис. 2.38 Принцип полуактивного наведения ракеты на цель.

Приёмная часть системы размещена на борту управляемой ракеты Р. При сканировании диаграммы приёмной антенны осуществляется модуляция отраженных от цели сигналов  $S_{отр}$ , которые несут информацию об угловых координатах цели. Эта информация выделяется бортовой аппаратурой и используется системой АСН для наведения ракеты на цель.

При такой работе системы АСН определить частоту сканирования в процессе радиоподавления и создать помеху прицельную по частоте сканирования достаточно сложно. В этом случае для защиты ЛА используют помехи закрывающие диапазон возможных частот сканирования. Такие помехи относятся к классу заградительных.

## Помехи типа НЧШ

Один из методов создания заградительных помех каналу углового сопровождения заключается в том, что в направлении подавляемой системы излучаются сигналы на несущей частоте этой системы, модулированные по амплитуде низкочастотным шумовым напряжением с равномерным спектром, перекрывающим диапазон возможных частот сканирования.

Представим модулирующее шумовое напряжение в виде совокупности гармонических составляющих, амплитуды которых  $U_i$  определяются эффективным значением шума

$$u_{\text{мод}}(t) = \sum_{i=1}^N U_i \cos[\Omega_i t - \varphi_i(t)]. \quad (2.62)$$

Количество гармонических составляющих  $N$  определяется отношением ширины спектра шумового напряжения  $\Delta F_{\text{ш}}$  к полосе пропускания подавляемой системы АСН  $\Delta F_c$

$$N = \Delta F_{\text{ш}} / \Delta F_c. \quad (2.53)$$

Выходной сигнал передатчика помех, модулированный по амплитуде одновременно несколькими гармоническими колебаниями различных частот  $\Omega_i$ , можно представить следующим образом

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}} \left[ 1 + \sum_{i=1}^N m_{ni} \cos(\Omega_i t - \varphi_i) \right] \sin \omega_0 t, \quad (2.64)$$

где  $U_{\text{п}}$ —амплитуда модулируемых колебаний;  $m_{ni}$ —коэффициент модуляции, создаваемый  $i$ -й составляющей модулирующего напряжения.

На входе приёмной антенны подавляемой системы будет действовать аддитивная смесь полезного, отраженного от цели, сигнала  $u_{\text{с}}(t)$  и помехи  $u_{\text{п}}(t)$

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{с}}(t) + u_{\text{п}}(t). \quad (2.65)$$

Для простоты будем считать, что спектр модулирующего шума имеет нижнюю и верхнюю частоты (рис.2.39), определяемые равенствами:

$$\Omega_{\text{мин}} = \Delta\Omega_{\text{с}} \text{ и } \Omega_{\text{макс}} = 2\Omega_{\text{с}} - \Delta\Omega_{\text{с}}. \quad (2.66)$$

Данное ограничение не является принципиальным, в то же время оно значительно упрощает анализ, позволяя исключить из рассмотрения комбинационные частоты, образующиеся при взаимодействии сигнала и помехи.

Тогда после прохождения принятых сигналов через приёмно-усилительный тракт системы АСН на выходе устройства преобразования координат получим сигналы такого вида:

для канала азимута:

$$u_{\alpha} = k\{(g+1)m_{\text{с}} \cos \varphi_{\text{с}} + g m_{ni} \cos [(\Omega_{ni} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_i]\}; \quad (2.67)$$

для канала угла места:

$$u_{\beta} = k\{(g+1)m_{\text{с}} \sin \varphi_{\text{с}} + g m_{ni} \sin [(\Omega_{ni} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_i]\}. \quad (2.68)$$

Система АСН под воздействием этих напряжений ориентирует РСН в направлении, для которого  $u_{\alpha} = 0$  и  $u_{\beta} = 0$ , т.е.

$$(g+1)m_{\text{с}} \cos \varphi_{\text{с}} + g m_{ni} \cos \varphi_{\text{п}} = 0; \quad (2.69)$$

$$(g+1)m_{\text{с}} \sin \varphi_{\text{с}} + g m_{ni} \sin \varphi_{\text{п}} = 0, \quad (2.70)$$

и выполняется условие баланса амплитуд и фаз

$$(g+1)m_{\text{с}} = g m_{ni}; \quad (2.71)$$

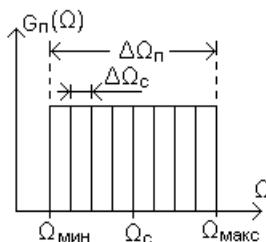


Рис. 2. 39 Упрощенное представление огибающей спектра шумовой помехи.

$$\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{с}} \pm 180^\circ, \quad (2.72)$$

где  $\varphi_{\text{п}} = (\Omega_{\text{пн}} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_{\text{i}}$ .

Величины  $\Omega_{\text{пн}}$  и  $\varphi_{\text{i}}$  являются случайными, поэтому закон перемещения РСН в пространстве также будет случайным. Величина ошибки сопровождения будет определяться математическим ожиданием коэффициента модуляции  $m_{\text{с}}$

$$m_{\text{с}} = g m_{\text{пн}} / (g + 1). \quad (2.73)$$

Если бы модуляция осуществлялась одновременно  $N$  гармоническими составляющими с постоянной амплитудой, то при  $m_{\text{п}}=100\%$  и фиксированной мощности передатчика коэффициент модуляции, отнесенный к одной гармонике, был бы одинаковым для всех составляющих модулирующего напряжения и равнялся

$$m_{\text{i}} = \frac{1}{\sqrt{N}}. \quad (2.74)$$

Отсюда ясно, что максимальная ошибка сопровождения системы АСН характеризуется коэффициентом модуляции отраженного от цели сигнала, зависящего от соотношения ширины спектра помехи и полосы пропускания системы АСН. Окончательно получим

$$m_{\text{с}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{с}}}{\Delta F_{\text{ш}}}}. \quad (2.75)$$

Структурная схема станции заградительных шумовых помех в диапазоне возможных частот сканирования антенны подавляемой системы приведена на рис.2.40.

Станция представляет собой ретранслятор сигналов облучения, включающий приёмную  $A_{\text{пр}}$  и передающую  $A_{\text{п}}$  антенны и линейку широкополосных высокочастотных усилителей ПУ и ОУ. Модуляция переизлучаемых сигналов осуществляется шумовым напряжением, которое создаёт генератор

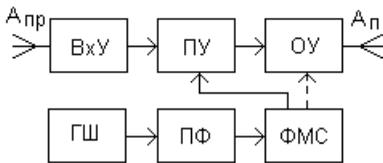


Рис.2.40 Структурная схема станции заградительных шумовых помех.

шума ГШ. Полосовой фильтр ПФ пропускает на вход формирователя модулирующих сигналов ФМС только те составляющие спектра генератора шума, которые лежат в области возможных частот сканирования антенны подавляемой системы.

Рассмотренный вид помехи иногда называют помехой типа «НЧШ» (низкочастотный шум).

Ширина спектра помех обычно значительно превосходит полосу пропускания системы АСН, поэтому эффективность заградительных помех значительно ниже, чем помех, прицельных по частоте сканирования. Например, если  $\Delta F_{ш}/\Delta F_c=100$  и  $g \rightarrow \infty$ , то  $m_c=0,1$ , т.е. эффективность заградительной помехи будет в 10 раз ниже эффективности прицельной помехи.

Физическую сущность снижения эффективности заградительных помех можно объяснить следующим образом. Если излучаемый станцией помех сигнал модулируется одновременно гармоническими колебаниями с различными частотами и начальными фазами, а общий коэффициент модуляции не может превышать 100%, то вклад каждой из модулирующих гармоник будет тем меньше, чем больше их входит в состав общего модулирующего сигнала. В системе же АСН отрабатывается лишь одна из гармоник модулирующего сигнала, попадающая в данный момент в полосу пропускания системы. Вместе с тем излучаемый помеховый сигнал модулируется за счёт сканирования диаграммы направленности приёмной антенны системы АСН и несет информацию об истинном положении защищаемого объекта – постановщика помех. Поэтому, чем шире спектр сигнала помехи, тем меньше удельный вес помеховой составляющей в системе отработки углового положения РСН и ниже эффективность помех.

## **Помехи типа СЧС**

Другой вид заградительной помехи каналу АСН может быть создан путём модуляции несущих колебаний гармоническим сигналом, частота которого плавно перестраивается в диапазоне возможных частот сканирования диаграммы направленности приёмной антенны подавляемой системы. Перестройку частоты модулирующего сигнала чаще всего производят по линейному закону. Линейный закон обеспечивает вероятность одинакового воздействия на все системы АСН, частоты сканирования которых лежат в пределах диапазона перестройки модулирующих помеховых сигналов.

Воздействие помехи осуществляется в те моменты времени, когда частота помеховой модуляции при перестройке попадает в полосу пропускания канала АСН. Продолжительность нахождения помехового сигнала в пределах полосы пропускания является фактором,

определяющим эффективность воздействия помехи. Это время будет определяться скоростью изменения модулирующей функции

$$\frac{dF_{\Pi}(t)}{dt} = V_{\Pi}. \quad (2.76)$$

При заданной скорости перестройки время эффективного действия помехи равно

$$\Delta t_{\text{эф}} = \frac{\Delta F_c}{V_{\Pi}}. \quad (2.77)$$

Рассмотрим два варианта перестройки частоты помеховой модуляции.

При относительно медленной перестройке (рис.2.41) скорость изменения частоты модулирующего сигнала выбирается из условия

$$\Delta t_{\text{эф}} \geq 3\tau_c, \quad (2.78)$$

где  $\tau_c$  – постоянная времени канала АСН;

$$\tau_c = 1 / \Delta F_c. \quad (2.79)$$

$$\text{Тогда } \Delta t_{\text{эф}} \geq 3 / \Delta F_c \quad (2.80)$$

Из (2.77) и (2.80) имеем

$$V_{\Pi} = \frac{\Delta F_c^2}{3}. \quad (2.81)$$

Полученное выражение показывает, что при медленной перестройке период следования воздействий помехи на канал АСН довольно большой. Его можно определить следующим образом:

$$T_{\text{мп}} = \frac{\Delta F_{\Pi}}{V_{\Pi}} = \frac{3\Delta F_{\Pi}}{\Delta F_c^2}, \quad (2.82)$$

где  $\Delta F_{\Pi}$  – диапазон перестройки помеховой модуляции.

Для повышения частоты следования помеховых воздействий нужно либо сокращать диапазон перестройки, либо повышать скорость перестройки.

В первом случае требуется более точное знание диапазона возможных частот сканирования приёмной антенны подавляемой системы. Во втором случае, при быстрой перестройке (рис.2.42), ско-

рость изменения частоты помеховой модуляции определяется из такого условия

$$V_{\Pi} = \frac{dF_{\Pi}(t)}{dt} \gg \Delta F_c^2. \quad (2.83)$$

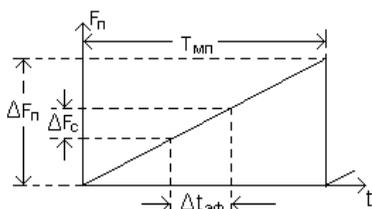


Рис. 2.41 Медленная перестройка частоты модулирующих сигналов.

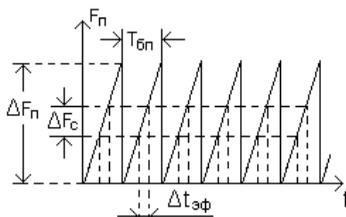


Рис. 2.42 Быстрая перестройка частоты модулирующих сигналов.

Если считать, что временной масштаб графиков на рис.2.41 и рис.2.42 одинаковый, то из сопоставления этих графиков видно, что время эффективного воздействия помехи на канал АСН за один цикл перестройки в этом случае гораздо меньше, чем в первом варианте

$$\Delta t_{\text{эф}} \ll \tau_c. \quad (2.84)$$

Однако период следования воздействий помехи  $T_{\text{бп}}$  близок к постоянной времени подавляемой системы. Поэтому такой режим создания помехи приближает её по эффекту воздействия к заградительной шумовой помехе. Угловая ошибка сопровождения также зависит от отношения полосы пропускания канала АСН к ширине спектра модулирующего сигнала, т.е. к диапазону перестройки помехового сигнала

$$\delta_{\varphi} = k \frac{\Delta F_{\Pi}}{\Delta F_c}, \quad (2.85)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности.

Помехами, создаваемыми за счёт перестройки частоты модулирующих сигналов, называют помехи типа «СЧС» (скользящая частота сканирования).

На рис.2.43 приведена структурная схема станции РПД, создающая помеху типа СЧС. Отличие такой станции от станции заградительных шумовых помех типа НЧШ заключается в канале формирования модулирующих сигналов.

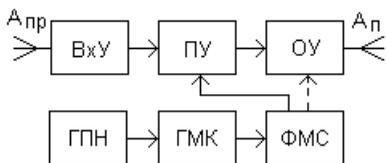


Рис. 2.43 Структурная схема станции помех типа «СЧС».

Генератор пилообразного напряжения ГПН управляет перестройкой частоты генератора модулирующих колебаний ГМК. Перестройка частоты осуществляется в пределах возможного диапазона частот сканирования антенны подавляемой системы. Напряжение с выхода ГМК через ФМС производит амплитудную модуляцию ретранслированных сигналов облучения в усилителях ПУ и ОУ высокочастотного широкополосного тракта. Передающая антенна  $A_p$  излучает помеховые сигналы в направлении подавляемой РТС.

Для получения максимальной глубины амплитудной модуляции обычно используют не гармонические сигналы, а сигналы прямоугольной формы типа «меандр». Такую модуляцию осуществить значительно проще и известно, что амплитуда первой гармоники сигналов такой формы примерно в 1,3 раза больше, чем амплитуда чисто гармонического сигнала. Кроме того, при такой форме модулирующего напряжения модуляция излучаемых сигналов будет также осуществляться более высокими гармониками сигнала типа «меандр», что увеличит перекрытие диапазона возможных частот сканирования. Здесь только необходимо учитывать снижение глубины амплитудной модуляции высшими гармоническими составляющими, пропорционально их амплитудам.

## Способы повышения эффективности помех системам АСН с коническим сканированием

Рассмотрим некоторые способы возможного повышения эффективности помех системам АСН, работающим в режиме скрытого конического сканирования.

В одном из вариантов в состав комплекса РПД включают активную РТС, которая излучает высокочастотные сигналы в направлении приёмника подавляемой системы АСН. Сканирующая приёмная антенна системы переотражает сигналы РТС, изменяя их амплитуду с частотой сканирования. Глубина амплитудной модуляции может быть очень малой и составлять несколько процентов, но при соответствующей обработке принятого сигнала активной РТС, может быть

выделена огибающая модуляции и определены её параметры. На основе огибающей можно сформировать противофазный модулирующий сигнал для создания ретрансляционной, прицельной по частоте сканирования помехи типа ВО.

Другой способ повышения эффективности помех угломерным каналам основан на особенностях построения некоторых радиотехнических систем полуактивного наведения, которые заключаются в следующем. Для устойчивого сопровождения система АСН должна иметь на входе приёмника отраженный от цели сигнал достаточной интенсивности для всех рабочих дальностей действия. Это обеспечивается повышением мощности передатчика станции подсвета цели и концентрацией излучаемой мощности в пределах диаграммы направленности передающей антенны, т.е. применением относительно узких диаграмм направленности. Перемещение цели в пространстве приводит к необходимости непрерывного совмещения оси диаграммы направленности передающей антенны с линией визирования цели КП – Ц с помощью следящей системы по угловым координатам.

Задача системы РПД состоит в том, чтобы создавая помеху типа СЧС, воздействовать на следящую систему управления передающей антенной. В момент совпадения частоты модуляции помехового сигнала с частотой сканирования приёмной антенны это воздействие приведёт к отклонению диаграммы направленности передающей антенны, облучающей защищаемую цель, от линии визирования КП – Ц и вызовет изменение плотности потока мощности в районе цели. Система РПД фиксирует изменение уровня сигналов облучения, сопоставляет этот момент с текущей частотой помеховой модуляции и определяет таким образом частоту сканирования системы АСН, управляющей антенной передатчика станции подсвета цели.

Чем быстрее изменяется частота модулирующего сигнала, тем меньше отклоняется луч передающей антенны и наоборот. При заметном отклонении антенного луча перестройка частоты модуляции замедляется и производится в дальнейшем гораздо медленнее и в более узкой полосе частот с центром, соответствующем обнаруженному отклонению луча. Процесс продолжается до тех пор, пока имеет место отклонение луча.

График изменения частоты модулирующего сигнала приведен на рис.2.44.

В первом цикле создания помехи типа СЧС показано изменение частоты модуляции во всём диапазоне возможных частот сканирова-

ния антенны подавляемой АСН. В последующих циклах перестройка частоты модуляции производится в более узком диапазоне. Из графика видно, что время эффективного воздействия помехи на канал АСН и частота воздействия значительно возросли

$$\Delta t_{эф2} > \Delta t_{эф1} \text{ и } F_{n2} = 1 / T_{n2} > F_{n1} = 1 / T_{n1}. \quad (2.86)$$

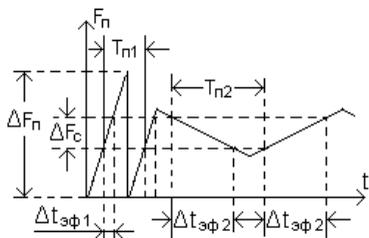


Рис. 2.44 График изменения частоты модулирующих сигналов.

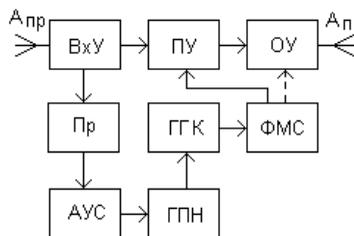


Рис. 2.45 Структурная схема станции помех с подстройкой частоты модулирующих сигналов.

Структурная схема станции помех типа СЧС с подстройкой частоты модулирующих сигналов приведена на рис.2.45.

Часть принятых сигналов облучения поступает на приёмник и далее на анализатор уровня сигналов АУС. При фиксации изменения уровня входных сигналов АУС изменяет режим работы генератора пилообразного напряжения ГПН, который управляет перестройкой частоты генератора гармонических колебаний ГГК. Изменение частоты ГГК замедляется, а диапазон перестройки сужается.

При реализации этого метода создания помех вместо ретранслируемого сигнала для усиления эффекта воздействия может быть использован шумовой сигнал на несущей частоте подавляемой РТС.

Некоторые системы АСН могут работать в режиме открытого конического сканирования до захвата цели на сопровождение и переходить в режим скрытого сканирования после захвата цели на сопровождение по угловым координатам. В этом случае система анализа сигналов облучения и управления комплексом РПД определяет и запоминает частоту сканирования, пока подавляемая система работает в режиме открытого сканирования. При переходе системы АСН в режим скрытого конического сканирования выходные сигналы станции помех модулируются по амплитуде колебаниями с запомненной частотой сканирования.

## Помехи системам АСН с одновременным сравнением сигналов

Построение и принцип действия пеленгатора с одновременным сравнением сигналов, входящего в систему АСН, также подробно рассмотрены в разделе 1.6 первой главы учебника. Структурная схема системы АСН для одного канала такого пеленгатора приведена на рис.2.46.

Супергетеродинный приёмник преобразует, усиливает и нормирует сигналы, принятые антеннами  $A_{пр1}$  и  $A_{пр2}$ . Выходные сигналы приёмников после детектирования сравниваются по амплитуде в схеме вычитания СВ. Информация об угловом положении источника излучения заключена в разности амплитуд сравниваемых сигналов. Выходное напряжение схемы вычитания представляет собой пеленгационную характеристику, вид которой приведён на рис.2.47.

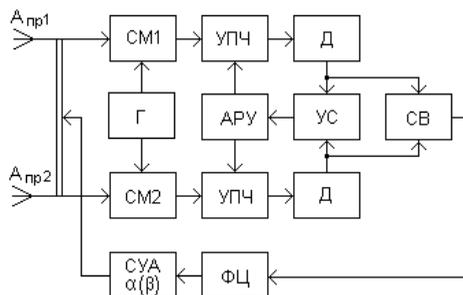


Рис. 2.46 Пеленгатор системы АСН с одновременным сравнением сигналов.

Формирующая цепь ФЦ преобразует выходные сигналы схемы вычитания в сигналы, необходимые для работы системы управления антенной СУА. Управление осуществляется автономно в двух ортогональных плоскостях: один канал пеленгатора осуществляет управление в азимутальной плоскости, другой – в угломестной плоскости.

Системы АСН с одновременным сравнением сигналов имеют более высокую устойчивость к помехам, создаваемым из одной точки пространства, по сравнению с системами АСН с последовательным сравнением сигналов. Эффективное воздействие на такие системы АСН могут оказать мерцающие помехи, которые создаются с помощью нескольких передатчиков помех, разнесённых в пространстве, а также прерывистые помехи.

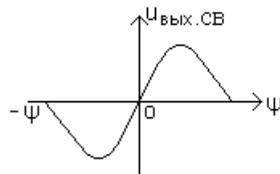


Рис. 2.47 Пеленгационная характеристика.

## Мерцающие помехи

В наиболее простом варианте реализации мерцающих помех могут быть два передатчика, установленных на защищаемых летательных аппаратах (Ц1 и Ц2 на рис. 2.48,а). Передатчики включаются и выключаются на одинаковое время поочередно (рис. 2.48,б) или по более сложной программе.

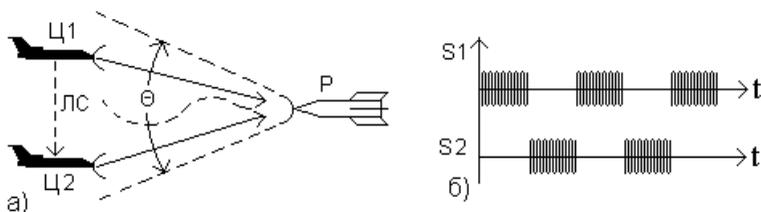


Рис.2.48 Создание мерцающих помех при защите двух ЛА.

Действие мерцающих помех основано на ограниченной разрешающей способности системы АСН. При наличии двух источников помех в пределах апертуры углового дискриминатора  $\Theta$  системы АСН, она будет отслеживать направление на энергетический центр, положение которого определяется выражением

$$\frac{\Delta\Theta}{\Psi_{ин}} = \frac{P_{п1}(t) - P_{п2}(t)}{P_{п1}(t) + P_{п2}(t) + 2P_c(t)}, \quad (2.87)$$

где  $\Psi_{ин}$  – угол между линиями визирования Ц1 – Р и Ц2 – Р;  $\Delta\Theta$  – угол между направлением на энергетический центр и биссектрисой угла  $\Psi_{ин}$ ;  $P_{п1}(t)$  и  $P_{п2}(t)$  – мощности помеховых сигналов, излучаемых передатчиками защищаемых объектов Ц1 и Ц2;  $P_c(t)$  – мощность полезного сигнала, отраженного от каждой цели.

Из (2.87) следует, что положение энергетического центра определяется в основном соотношением мощностей передатчиков помех и характером изменения мощности помехи во времени. При поочередном включении передатчиков помех энергетический центр будет «блуждать» в пределах линии, соединяющей Ц1 и Ц2. Система АСН будет стремиться отслеживать то одну, то другую цель, вследствие чего антенная система будет раскачиваться в такт с коммутацией помеховых сигналов. Это существенно затруднит определение угловых

координат целей. Движение управляемой ракеты Р будет происходить по криволинейной траектории, примерный вид которой показан пунктиром на рис. 2.48,а.

По мере сближения ракеты с целями угол между линиями визирования целей увеличивается и наступает момент, когда система АСН начинает разрешать цели по угловым координатам. С этого момента ракета будет наводиться на одну из целей. Однако времени на устранение начальной ошибки наведения на одну цель может оказаться недостаточно, так как маневренность ракеты определяется минимально возможным радиусом разворота, который в свою очередь зависит от скорости движения и допустимых поперечных перегрузок ракеты. Это обстоятельство может привести к значительному промаху наведения ракеты на цель. Величина промаха в линейных единицах может быть определена из выражения

$$\Delta l = \frac{l_6}{2} - \frac{1}{2} \frac{ngl_6^2}{V_{отн}^2 \Theta_{кр}^2}, \quad (2.88)$$

где  $l_6$  – линейное расстояние (база) между целями;  $n$  – максимально допустимая поперечная перегрузка ракеты;  $g$  – ускорение силы тяжести;  $V_{отн}$  – относительная скорость сближения ракеты с целью;  $\Theta_{кр}$  – критический угол разрешения целей.

Для того, чтобы система АСН успевала обрабатывать направление на перемещающийся энергетический центр излучения, частота коммутации передатчиков должна соответствовать условию

$$F_k \leq \Delta F_c / 2, \quad (2.89)$$

где  $\Delta F_c$  – полоса пропускания следящей системы.

При более высоких частотах коммутации система АСН будет усреднять угловую ошибку и при одинаковой мощности передатчиков будет отслеживать направление на геометрический центр источников помех. Обычно значение частоты мерцания выбирают в диапазоне от 0,5 Гц до 10 Гц.

Необходимое превышение мощности помехи над полезным сигналом должно составлять порядка 10 дБ.

Существуют различные варианты тактики применения мерцающих помех. Наибольший эффект может быть получен при синхронизации работы передатчиков помех с помощью специальных линий связи (ЛС на рис. 2.48,а), бортовых навигационных систем, высоко-

стабильных часов и т.д. Однако какие-либо нарушения синхронизации работы передатчиков делают защиту летательных аппаратов неэффективной.

В связи с этим чаще всего коммутацию передатчиков осуществляют автономно на каждом защищаемом носителе. Такой режим несинхронной коммутации несколько снижает эффективность защиты, но значительно упрощает реализацию и снижает её стоимость.

Структурная схема станции, создающей мерцающую помеху, приведена на рис.2.49.

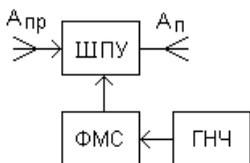


Рис. 2.49 Структурная схема станции мерцающих помех.

Станция представляет собой ретранслятор сигналов облучения с переменным коэффициентом усиления. Принятые антенной  $A_{пр}$  сигналы усиливаются в широкополосном усилителе ШПУ, коэффициент усиления которого изменяется под действием напряжения типа «меандр», поступающего от формирователя модулирующих сигналов ФМС, которым управляет генератор низких частот ГНЧ. Модулированные по амплитуде высокочастотные сигналы излучаются передающей антенной  $A_{п}$ .

## Прерывистые помехи

Частным случаем мерцающей помехи является прерывистая помеха. Она представляет собой периодическую последовательность мощных радиоимпульсов, излучаемых с малой скважностью одним передатчиком помех. Такие помехи рассчитаны на нарушение работы АРУ и действуют по принципу подавляющих помех.

Вследствие инерционности системы АРУ коэффициент усиления приёмного тракта не может изменяться скачком. Поэтому прерывистая помеха приводит к периодической перегрузке приёмного тракта системы АСН, что в свою очередь вызывает перерывы поступления информации в угломерный канал. Эти перерывы уменьшают коэффициент передачи системы АСН и, как следствие, приводят к росту динамических ошибок сопровождения целей.

Эффективность прерывистой помехи зависит от соотношения помеха – сигнал на входе подавляемой системы, от длительности

помеховых импульсов и периода их следования, от параметров системы АРУ.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Поясните принцип создания и эффект действия помех системам АСН, прицельных по частоте сканирования.
2. Поясните принцип создания и эффект действия заградительных помех системам АСН в диапазоне возможных частот сканирования, типа ВО.
3. Поясните принцип создания и эффект действия заградительных помех системам АСН в диапазоне возможных частот сканирования, типа СЧС
4. Какие способы повышения эффективности помех системам АСН с коническим сканированием вы знаете?
5. Поясните принцип создания и эффект действия помех системам АСН с одновременным сравнением сигналов.

## ***2.4 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по дальности***

### ***Общие положения***

Важное значение в радиотехнических системах управления оружием имеет измерение расстояний до целей. В системах обзорного типа такие измерения позволяют правильно оценить радиолокационную обстановку, выявить наиболее опасные цели, осуществить оптимальное распределение целей по стрельбовым комплексам.

В системах следящего типа контуров наведения и самонаведения основную роль, как указывалось выше, выполняют системы и каналы автоматического сопровождения целей по направлению АСН. Повышение избирательности угломерных координаторов связано с необходимостью сужения диаграммы направленности антенной системы, что вызывает увеличение масса–габаритных характеристик антенных устройств. Размещение таких устройств на малоразмерных носителях затруднительно. Поэтому в системах наведения и самонаведения применяют дополнительные меры по пространственной се-

лекции целей, попадающих в растров диаграммы направленности приёмной антенны  $\Theta$  (рис.2.50).

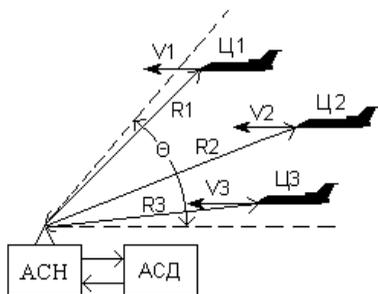


Рис. 2.50 Расположение целей в пределах диаграммы направленности антенной системы

В системах с импульсным излучением в качестве дополнительных селекторов используют автоматические селекторы по дальности АСД, а в системах, работающих в режимах непрерывного излучения – автоматические селекторы по скорости АСС.

Основное назначение дальномерной селекции заключается в отпириании приёмника следящей системы только на время

прихода сигналов, отраженных от выбранной на сопровождение цели. Всё остальное время приёмник закрыт и сигналы от других целей не проходят через приёмный канал и, следовательно, не оказывают влияние на угловой координатор. Таким образом, наведение управляемого оружия по направлению осуществляется только на те цели, которые захватывает и отслеживает система сопровождения по дальности. Формируемый этой системой импульсный сигнал, который открывает на короткое время приёмный канал, часто называют стробом дальности.

Создание помех каналу АСД может вызвать ошибки в измерении дальности, нарушить нормальную работу канала АСН, значительно снизить вероятность поражения защищаемого летательного аппарата.

Наиболее часто радиоподавление канала АСД осуществляют созданием непрерывных шумовых помех и имитационных помех, удаляющих строб дальности.

## ***Принцип действия системы АСД***

Для того чтобы была понятна физическая сущность воздействия, рассматриваемых ниже помех, кратко напомним принцип действия системы АСД.

Во всех радиодальномерах дальность до объектов определяется измерением времени задержки принятого сигнала относительно сиг-

налов облучения. Информация о задержке в зависимости от типа дальномера может быть заложена в амплитуде, частоте или фазе принятого сигнала. В системах автоматического сопровождения по дальности отслеживается изменение значения того параметра принятого сигнала, который однозначно связан с задержкой и соответственно с дальностью до объекта.

В качестве примера рассмотрим построение и принцип действия одного из вариантов следящего дальномера, работающего в импульсном режиме излучения. Упрощенная структурная схема системы АСД приведена на рис.2. 51, а на рис.2.52 и 2.53 показан вид сигналов в различных точках схемы.

Приёмник и передатчик дальномера являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования  $T_{и}$  (график 1 на рис.2.52). Формирователь модулирующих сигналов ФМС осуществляет модуляцию колебаний генератора высокой частоты ГВЧ прямоугольными импульсами (график 2).

Высокочастотные сигналы передатчика (график 3) через антенный переключатель АП поступают на приёмно-передающую антенну А, которая излучает их в направлении сопровождаемой цели. К выходу приёмника Пр подключена собственно система АСД (выделена на схеме пунктиром).

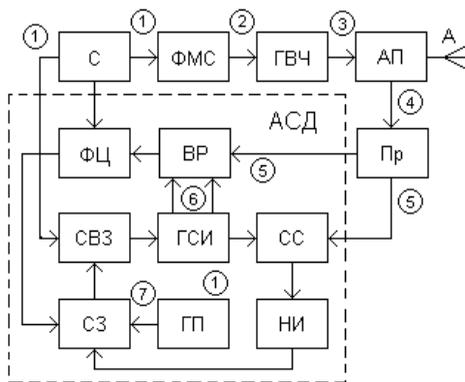


Рис.2.51 Структурная схема системы АСД.

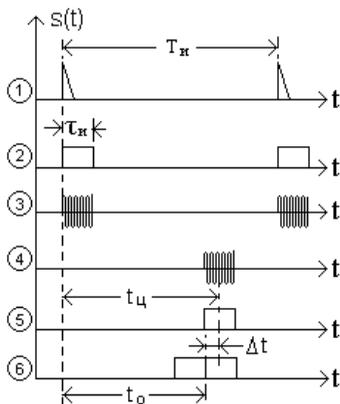
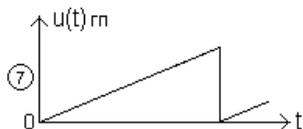


Рис.2.52 Временные графики сигналов в системе АСД.

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селективных импульсов ГСИ, одновременно с излуче-

нием высокочастотных сигналов. На выходе ГСИ формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 6). Положение этих импульсов на временн'ой оси зависит от величины задержки сигналов синхронизатора в схеме временн'ой задержки СВЗ, которая в свою очередь определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.



2.53 Напряжение генератора поиска.

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП. Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение (график 7 на рис.2.53), под воздействием которого селекторные импульсы плавно перемещаются по оси времени от минимального значения, соответствующего минимально возможной измеряемой дальности, до максимального значения, определяемого максимальной дальностью действия системы. Один из селекторных импульсов подаётся на схему совпадений СС. Как только этот импульс совпадёт по времени с принятым отраженным от цели сигналом (графики 4 и 5), приходящим на второй вход СС от приёмника Пр, выходной импульс этой схемы поступит на накопитель импульсов НИ, управляющий схемой захвата СЗ. Схема захвата отключает генератор поиска ГП от управления временн'ой задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временн'ого различителя ВР.

Эквивалентное представление схемы захвата в виде электромагнитного коммутатора КОМ показано на рис.2.54.

Во временн'ом различителе ВР осуществляется сравнение по времени появления селекторных импульсов и выходных сигналов приёмника. Выходное напряжение временн'ого различителя зависит от взаимного расположения на временн'ой оси принятого сигнала (график 5) и двух селекторных импульсов. Если середина принятого сигнала точно совпадает с осью симметрии селекторных импульсов, то управляющее напряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временн'ого рассогласования (графики 5 и 6)

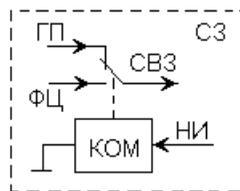


Рис.2.54 Эквивалентная схема системы захвата.

$$\Delta t = t_o - t_{ц} \quad (2.90)$$

возникает управляющее напряжение. Величина и знак этого напряжения определяются величиной и знаком временного рассогласования.

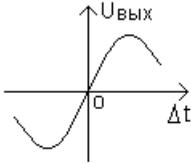


Рис. 2.55 Переходная характеристика временного различителя.

С этой целью переходная характеристика временного различителя выбирается в виде нечётной функции временного рассогласования (рис.2.55).

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ. Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование  $\Delta t$ . Формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

## ***Шумовые помехи***

Полезные сигналы на входе любого приёмника всегда сопровождаются шумами. Это шумы внешних источников и внутренние шумы приёмного канала. Параметры следящих систем, в том числе и систем АСД, рассчитываются таким образом, чтобы в условиях отсутствия умышленно создаваемых помех амплитуда полезного сигнала на входе приёмного канала значительно превышала среднюю амплитуду шумов в пределах дальностей действия системы. Это соотношение может быть резко нарушено при создании защищаемым объектом непрерывных шумовых помех, которые представляют собой высокочастотный сигнал с несущей частотой подавляемой системы, модулированный шумовым напряжением, спектр которого перекрывает полосу пропускания следящего канала.

Интенсивность аддитивной смеси полезного сигнала и помехи на входе приёмника сильно возрастёт. Система АРУ, предохраняя приёмник от перегрузок при больших входных сигналах, реагирует на их увеличение уменьшением общего коэффициента усиления канала. Поэтому амплитуда полезного сигнала на выходе приёмника, а следовательно и на входе системы АСД, уменьшается и отношение сигнал/шум изменяется в пользу шума. При достаточной мощности по-

мехи амплитуда полезного сигнала уменьшается настолько, что он оказывается полностью поглощен шумами и его практически невозможно выделить из шума по различию амплитуд. Строб дальности начинает «блуждать» по шумам, захватывая и сбрасывая отдельные выбросы шумового напряжения и система АСД будет полностью парализована.

Методы формирования шумовых помех аналогичны методам создания непрерывных шумовых помех радиоэлектронным системам, работающим в режимах обзора пространства. Эти методы были рассмотрены ранее в разделе 2.2 данной главы.

### ***Имитирующие помехи***

К имитирующим помехам системам АСД относят импульсные уводящие помехи. Эти помехи представляют собой последовательность ответных импульсов, излучаемых на несущей частоте подавляемой системы, задержка

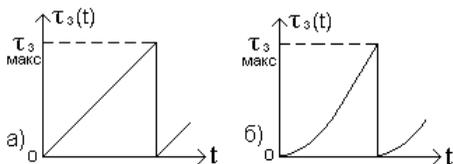


Рис. 2.56 Законы изменения задержки импульсов уводящей помехи.

которых относительно сигналов облучения плавно изменяется от нуля до некоторого заданного значения  $\tau_3$ . Закон изменения задержки (закон увода) может быть линейным (рис.

2.56,а) или параболическим (рис. 2.56,б) с малым ускорением в начальной стадии создания помехи.

Рассмотрим физические процессы, связанные с воздействием уводящей помехи на систему АСД. На графиках рис.2.57 показано взаимное расположение селекторных импульсов системы АСД С1 и С2, полезного для системы сигнала С и помехового сигнала П в различные моменты времени при создании одного цикла уводящей помехи.

В начальный момент увода, когда  $\tau_3 = 0$  (рис. 2.57,а), на вход системы АСД поступают два совмещенных по времени импульса – полезный сигнал С и помеха П, система АСД работает в режиме сопровождения цели, ось симметрии селекторных импульсов совпадает с серединой полезного сигнала.

Следующий момент (рис. 2.57,б) соответствует небольшому возрастанию задержки помехового импульса  $\tau_3 > 0$ , но оба импульса еще

находятся в пределах апертуры временного различителя и система АСД не разрешает по дальности истинную и ложную (имитируемую) цели. В этом случае система АСД будет сопровождать энергетический центр суммарного сигнала и селекторные импульсы немного переместятся в сторону движения помехового импульса.

Момент, показанный на рис. 2.57,в, когда  $\tau_3 \gg 0$ , соответствует полному разрешению целей по дальности. Селекторные импульсы, при условии превышения по мощности помехового сигнала над полезным, будут сопровождать помеховый импульс. Информация о дальности до истинной цели будет искажена, а системы, вычисляющие по измеренной дальности скорость движения целей, будут получать ложную информацию и о скорости. Однако, если система АСД используется в качестве предварительного селектора целей для канала АСН, необходимо отметить, что при сопровождении помехового сигнала информация об угловых координатах цели – постановщика помех может поступать в систему без искажения и может осуществляться нормальное сопровождение цели системой АСН.

На рис. 2.57,г показана ситуация заключительного момента одного цикла уводящей помехи. Задержка помехового импульса резко изменяется от максимального значения до нуля  $\tau_3 = 0$ . Скорость изменения задержки должна быть высокой, чтобы система АСД не смогла отследить это изменение. Помеховый сигнал исчезает из строба дальности. Такая ситуация может возникать при случайных пропадающих импульса цели из строба дальности, из-за флуктуационных изменений амплитуды отраженных сигналов. Система АСД некоторое время (время памяти) ожидает пропавший сигнал, а затем переходит в режим поиска. Пока производится этот поиск, подавляемая система не получает никакой информации о координатах цели. Если цель снова будет захвачена на автоматическое сопровождение, начинается новый цикл увода по дальности.

Таким образом помехи, уводящие строб дальности, искажают ин-

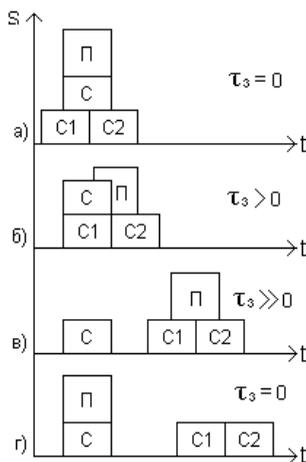


Рис. 2.57 Взаимное расположение селекторных импульсов C1 и C2, полезного C и помехового П сигналов.

формацию о текущих дальности и скорости цели, а также нарушают непрерывность потока информации, необходимой для работы других каналов системы. Так дискретное поступление данных об угловых координатах цели в канал АСН радиовизира системы самонаведения приводит к значительному увеличению ошибок углового сопровождения. Скважность поступления информации определяется выражением

$$Q = \frac{t_{\text{ув}} + t_{\text{пск}}}{t_{\text{ув}}}, \quad (2.91)$$

где  $t_{\text{ув}}$  – время одного цикла уводящей помехи;  $t_{\text{пск}}$  – время поиска цели.

Из выражения видно, что повышение эффективности уводящей помехи возможно за счёт увеличения скважности  $Q$ , которое связано с сокращением времени увода  $t_{\text{ув}}$ .

Время увода зависит от расстояния, при котором наступает разрешение целей по дальности и от скорости имитируемого движения ложной цели. Разрешающая способность целей по дальности в системах АСД в основном определяется апертурой временного различителя, нестабильностью работы генератора селекторных импульсов и рядом других факторов. Скорость движения ложной цели не должна превышать максимально возможную скорость истинных целей. В противном случае система АСД не будет сопровождать ложную цель.

Методику определения необходимых времени и скорости увода рассмотрим для типовых параметров системы АСД:  $\tau_c = 1$  мкс;  $\tau_{c1} = \tau_{c2} = 2$  мкс, где  $\tau_c$  – длительность полезных импульсов;  $\tau_{c1}$  и  $\tau_{c2}$  – длительности селекторных импульсов. Для того, чтобы имитируемая ложная цель вышла в зону разрешения по дальности, задержка уводящих импульсов за полный цикл увода  $\tau_3$  должна быть не меньше 6 мкс. Такая задержка соответствует расстоянию между истинной и ложной целями  $\Delta R = 900$  м.

Максимальную скорость цели, которую может сопровождать система АСД, примем равной  $V_{\text{ц макс}} = 1,2 M$ , где  $M$  – число Маха. Тогда время увода составит

$$t_{\text{ув}} = \Delta R / V_{\text{ц макс}} \approx 2,2 \text{ с}. \quad (2.92)$$

При этом скорость изменения задержки уводящего импульса не должна превышать

$$V_{\tau_3} = \tau_3 / t_{\text{ув}} = 2,7 \text{ мкс/с}. \quad (2.93)$$

Структурная схема станции, реализующей уводящую по дальности помеху, приведена на рис. 2.58.

Принятые антенной  $A_{пр}$  сигналы облучения разделяются во входной цепи ВхЦ на два направления. Часть сигнала поступает на систему запоминания частоты СЗЧ, которая генерирует высокочастотные колебания с частотой, близкой к частоте сигналов облучения. Такое запоминание необходимо для создания уводящих помеховых импульсов не только во время действия импульсов облучения, но и после окончания их действия. Далее запомненный сигнал поступает на вход линейки широкополосных усилителей, в которых формируются высокочастотные ответные импульсы.

Другая часть принятого сигнала с выхода ВхЦ подается на вход приёмника Пр и после преобразования и усиления детектируется в амплитудном детекторе АД. Видеоимпульсы с выхода АД поступают на систему управляемой задержки СУЗ, в которой осуществляется плавная задержка видеоимпульсов по заданному закону с помощью управляющего генератора УГ. В ФМС сигналы приобретают необходимые параметры для осуществления модуляции запомненных высокочастотных сигналов в усилительном тракте. Выходные помеховые импульсы излучаются передающей антенной  $A_{п}$  в направлении подавляемой РТС.

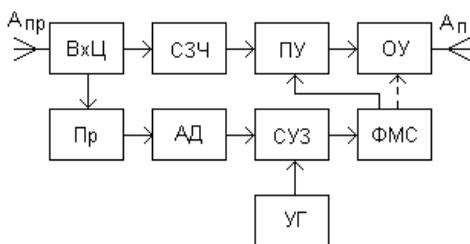


Рис. 2.58 Структурная схема станции помех, уводящих по дальности.

## Кратковременное запоминание частоты

Одним из основных элементов станции уводящих по дальности помех является система запоминания частоты сигналов облучения. Для исключения резких временных скачков помеховых импульсов в начальной стадии создания помехи необходимо обеспечить малую начальную задержку принимаемых сигналов в СЗЧ. Как правило, такая задержка не должна превышать 0,15 мкс. С этой точки зрения рассмотренные ранее варианты построения СЗЧ, используемые при создании многократных импульсных помех, в данном случае неприемлемы.

Чаще всего при создании уводящих помех применяют системы кратковременного запоминания частоты, построенные на базе генераторов с запаздывающей обратной связью (ГЗОС). Структурная схема одного из вариантов такой системы и временные диаграммы сигналов в некоторых точках схемы приведены на рис. 2.59.

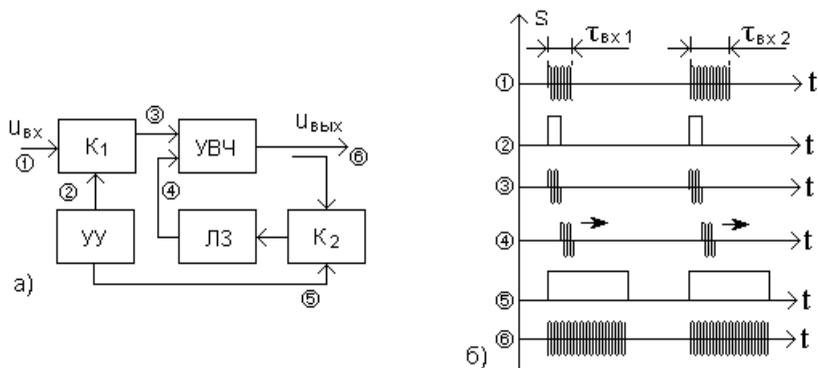


Рис. 2.59 Система кратковременного запоминания частоты: а) структурная схема, б) временные диаграммы сигналов.

На вход системы могут поступать различные импульсные последовательности с изменяющимися длительностями импульсов и частотами их следования (график 1 на рис. 2.59). Поэтому в коммутаторе  $K_1$  осуществляется нормирование входных импульсов по длительности (графики 2 и 3). Интервал нормирования задаётся стробирующим импульсом, формируемым в устройстве управления УУ. Типовое значение строга составляет  $\tau_{ст} \approx 0,2$  мкс.

После коммутатора импульсы постоянной длительности усиливаются в усилителе высокой частоты УВЧ и разветвляются по мощности на две части. Одна часть поступает на выход как составляющая формируемого генератором сигнала, а другая – через ответвитель, второй коммутатор  $K_2$ , линию задержки ЛЗ и высокочастотный сумматор подаётся снова на вход усилителя УВЧ (график 4). В качестве таких усилителей в системах РПД, как правило, применяют ЛБВ, позволяющие получать большой коэффициент усиления в широкой полосе частот без перестройки по частотному диапазону.

Коммутатор  $K_2$ , стоящий в цепи обратной связи генератора, открывается импульсом устройства управления УУ, длительность ко-

того определяет продолжительность замкнутого состояния контура обратной связи, т.е. длительность запоминания частоты входного сигнала (график 5).

Величина задержки сигналов в ЛЗ равна примерно длительности нормированных импульсов на выходе коммутатора К1. Поэтому входной радиоимпульс после первой циркуляции поступает на вход усилителя в момент прохождения через него заднего фронта нормированного входного радиоимпульса. Передний фронт второго радиоимпульса контура обратной связи поступит на вход усилителя в момент прохождения через него заднего фронта первого радиоимпульса контура обратной связи, и т.д. В результате на выходе генератора будет сформирован широкий радиоимпульс, частота заполнения которого равна частоте заполнения входного радиоимпульса (график б). Не трудно сосчитать, что для формирования выходного радиоимпульса такого генератора длительностью  $\tau_{\text{и вых}} \approx 6$  мкс при  $\tau_{\text{ст}} \approx 0,2$  мкс требуется около 30-ти циркуляций.

С выхода генератора сформированные радиоимпульсы подаются на модулятор станции помех, где стробируются видеоимпульсами с плавно нарастающей задержкой для создания помехи, уводящей по дальности.

Возможны два варианта построения генераторов с запаздывающей обратной связью. В первом варианте коэффициент усиления контура циркуляции радиоимпульсов выбирается больше единицы  $K_{\gamma} > 1$  (обычно  $K_{\gamma} \approx 10 \dots 15$  дБ).

В этом случае мощность выходных импульсов будет нарастать до тех пор, пока в результате уменьшения коэффициента усиления ЛБВ в области насыщения она не сравняется с потерями в контуре обратной связи, как это показано на рис.2.60, где приведены типовая амплитудная характеристика ЛБВ  $P_{\text{вых}} = f(P_{\text{вх}})$  и характеристика потерь в контуре  $\delta_{\text{к}}$ . Из графиков видно, что стабилизация рабочей точки Р.Т. контура происходит в области глубокого насыщения ЛБВ.

Рассмотренные генераторы обычно работают в составе станций РПД в достаточно широком диапазоне частот. ЛБВ генерирует в этом диапазоне собственные шумы. При значительном усилении в контуре эти шумы будут нарастать с каждой циркуляцией, причём преобладать будет спектральная составляющая, соответствующая максимальному значению неравномерности амплитудно-частотной характеристики контура.

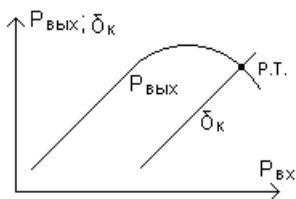


Рис.2.60 Типовые характеристики ГЗОС.

В результате может наступить момент, когда контур перестаёт функционировать как устройство запоминания частоты входных сигналов, превращаясь в генератор собственных колебаний. Поэтому время запоминания ограничивается временем нарастания собственных колебаний до уровня, при котором происходит подавление запоминаемого сигнала.

Для увеличения времени запоминания необходимо обеспечивать малую неравномерность амплитудно-частотной характеристики контура ГЗОС во всём диапазоне рабочих частот. В большей степени это требование относится к характеристикам ЛБВ, входящим в контур генератора.

Во втором варианте реализации ГЗОС коэффициент усиления контура циркуляции радиоимпульсов устанавливается немного меньше единицы  $K_y < 1$ . При таком режиме работы система не возбуждается на собственных частотах. Однако амплитуда циркулирующих в системе импульсов медленно уменьшается, достигая в итоге уровня шумов. Можно подобрать параметры контура так, чтобы затухание сигналов при циркуляции было приемлемым за время необходимого запоминания частоты сигналов облучения. Поставив на выходе ГЗС амплитудный ограничитель, можно получить широкий радиоимпульс постоянной длительности.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Поясните принцип создания и эффект действия шумовых помех системам АСД.
2. Поясните принцип создания и эффект действия имитирующих помех системам АСД.
3. Как определяют необходимую скорость удаляющейся помехи по дальности?
4. Какие методы кратковременного запоминания частоты сигналов облучения вы знаете?
5. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип работы генератора с запаздывающей обратной связью.

## **2.5 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по скорости**

Автоматическое сопровождение целей по скорости АСС даёт возможность получать непрерывную информацию о скорости движения сопровождаемых целей, определять степень опасности целей, обеспечивать селекцию движущихся целей на фоне неподвижных или медленно движущихся объектов. Например, в системах самонаведения, использующих непрерывный режим излучения, информация об угловых координатах цели будет поступать в канал углового сопровождения АСН только после её захвата на сопровождение по скорости системой АСС.

Определение скорости основано на использовании доплеровского приращения частоты сигналов, отраженных движущимся объектами. Приращение частоты  $F_d$  зависит от скорости движения объекта  $V_{ц}$  и несущей частоты излучаемых сигналов  $f_c$

$$F_d = 2f_c \frac{V_{ц}}{c} \cos \beta = \frac{2V_{ц}}{c} \cos \beta, \quad (2.94)$$

где  $\lambda = c/f_c$  – длина волны;  $\beta$  – угол между направлением вектора скорости  $V_{ц}$  и линией визирования цели ЛВ.

Напомним принцип действия следящего измерителя скорости.

Структурная схема одного из вариантов системы АСС, работающей с непрерывными сигналами, приведена на рис.2.61.

Устройство АСС по сути представляет собой узкополосный следящий фильтр с автоматической подстройкой частоты принимаемых сигналов. Это понятие несколько условное, так как собственно избирательным по частоте элементом является узкополосный усилитель промежуточной частоты УУПЧ, который имеет фиксированную настройку, а перестраивается по частоте лишь гетеродин  $\Gamma$ .

В исходном состоянии, когда на входе нет сигналов, система работает в режиме поиска. При этом частота гетеродина  $\Gamma$  с помощью генератора поиска ГП, подключаемого через схему захвата СЗ, периодически перестраивается по линейному закону. Поиск осуществляется в диапазоне возможных доплеровских приращений частоты входных сигналов.

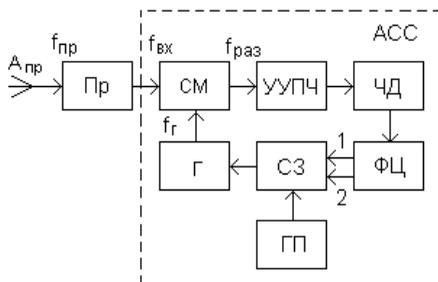


Рис.2.61 Структурная схема системы АСС.

Сигналы, принятые от выбранной на сопровождение цели, после соответствующих преобразований в приёмнике Пр, поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина  $f_g$  и входного сигнала  $f_{вх}$  будет близка к средней частоте настройки УУПЧ, сигнал с разностной частотой, полученный на выходе смесителя  $СМ$   $f_p = f_{вх} - f_g$ , проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (выход ФЦ<sub>1</sub>), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода частотного детектора через формирующую цепь (выход ФЦ<sub>2</sub>) и схему захвата.

Переходная характеристика ЧД (рис.2.62) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования частоты разностного сигнала на выходе  $СМ$   $f_p$  и средней частоты настройки УУПЧ  $f_{пч}$

$$u_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f),$$

где  $\Delta f = f_p - f_{пч}$ .

Пунктиром на рис.2.62 показана амплитудно–частотная характеристика УУПЧ.

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение изменяя частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение частотного детектора при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится и си-

стема будет работать в режиме устойчивого сопровождения сигналов по частоте. Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается интегрирующими устройствами формирующей цепи.

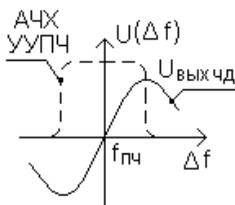


Рис.2.62 Переходная характеристика частотного детектора и АЧХ ускопосного УПЧ.

Каналу АСС, так же как и каналу АСД, могут создаваться шумовые помехи и помехи уводящего типа, имитирующие ложные доплеровские частоты.

## ***Шумовые помехи***

Широкополосные заградительные помехи для систем АСС мало эффективны, так как сложно создать достаточную спектральную плотность мощности помехового сигнала в относительно узкой полосе пропускания следящего фильтра. Поэтому каналу АСС создают узкополосную шумовую помеху, спектр которой перекрывает диапазон возможных доплеровских частот входных сигналов.

При воздействии на систему АСС аддитивной смеси полезного сигнала и достаточно интенсивной шумовой помехи напряжение на выходе частотного детектора можно представить как квазигармоническое колебание со случайными амплитудой и фазой

$$u(t) = U(t) \cos[\omega t + \varphi(t)], \quad (2.95)$$

где  $U(t)$  и  $\varphi(t)$  - случайные функции времени.

Напряжение на выходе частотного детектора будет также представлять собой случайную функцию времени, и следовательно, по

случайному закону будет изменяться частота гетеродина. Причём в силу замкнутости системы автоматического регулирования случайные изменения частоты гетеродина, в свою очередь, будут вызывать случайные изменения рассогласования  $\Delta f$  частоты разностного сигнала на выходе СМ  $f_p$  и средней частоты настройки УУПЧ  $f_{лч}$ . Следящий фильтр будет «блуждать» по оси частот и по истечении некоторого времени, соизмеримого с постоянной времени канала АСС, частота сигнала может выйти за пределы апертюры переходной характеристики частотного детектора, в результате чего система теряет цель.

Для создания шумовых помех наиболее широкое применение получил ретрансляционный способ, когда принятые сигналы облучения усиливаются, наделяются помеховой модуляцией и переизлучаются в направлении подавляемой системы. Структурная схема такого ретранслятора приведена на рис. 2.63.

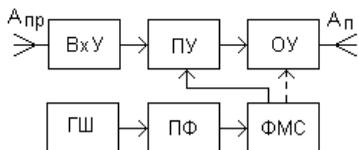


Рис. 2.63 Структурная схема станции шумовых помех ретрансляционного типа.

ФМС формирует модулирующие сигналы для частотной или фазовой модуляции ретранслируемых сигналов. Ретрансляционный тракт состоит из приёмной антенны  $A_{пр}$ , входного устройства ВхУ, линейки высокочастотных усилителей (предварительный ПУ и оконечный ОУ усилители) и передающей антенны  $A_{п}$ .

## ***Имитирующие помехи***

Рассмотрим один из наиболее распространенных методов имитационных помех, который часто называют уводящей помехой по скорости или помехой, уводящей строб скорости. Для создания такой помехи принятые станцией РПД сигналы облучения усиливаются и переизлучаются в направлении подавляемой РТС, с плавным изменением несущей частоты в диапазоне возможных доплеровских частот. Частота ретранслируемых сигналов изменяется по линейному (рис.2.64) или параболическому(рис.2.65) законам от значения частоты сигналов облучения  $f_{ц}$  до некоторого значения  $f_{д}$ , превышающего зону удержания системы АСС, которая в основном определяется

апертурой частотного детектора и полосой пропускания УУПЧ. Изменение частоты может происходить как в сторону увеличения (рис.2.64,а или рис.2.65,а), так и в сторону уменьшения (рис.2.64,б или рис.2.65,б) относительно частоты сигналов облучения.

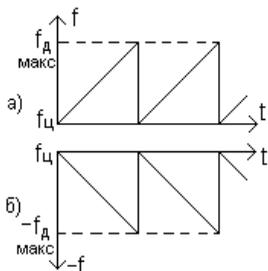


Рис. 2.64 Линейный закон изменения частоты помеховых сигналов.

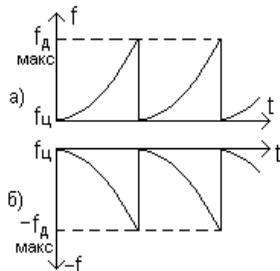


Рис. 2.65 Параболический закон изменения частоты помеховых сигналов.

Электромагнитное поле в раскрыве приёмной антенны подавляемой РТС при создании уводящей помехи будет иметь такой же характер, какой оно имело бы при приёме сигналов от двух целей, идущих с равными скоростями, одна из которых в момент, соответствующий началу цикла увода, начинает манёвр. При манёвре будет происходить увеличение или уменьшение радиальной составляющей вектора скорости в направлении РТС.

Таким образом, помеховое излучение имитирует вторую, несуществующую цель, идущую со скоростью, отличной от скорости защищаемой цели – постановщика помех. Система АСС переходит в этом случае на сопровождение той цели, которой соответствуют сигналы большей интенсивности.

На графиках рис.2.66 показано взаимное расположение частот полезного  $f_c$  и помехового  $f_n$  сигналов на входе подавляемой РТС, а также относительное положение следящего

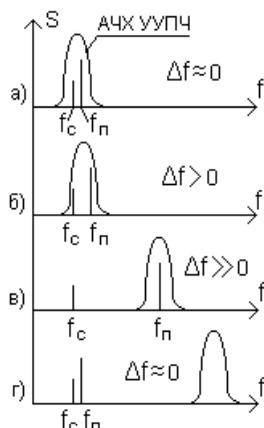


Рис.2.66 Взаимное расположение АЧХ следящего фильтра, частот полезного  $f_c$  и помехового  $f_n$  сигналов в различные моменты одного цикла уводящей помехи.

фильтра на оси частот в виде условного обозначения АЧХ УУПЧ, в различные моменты создания одного цикла уводящей помехи.

В начальный момент создания помехи (рис. 2.66,а), когда различие частот принимаемых и излучаемых станцией РПД сигналов мало ( $\Delta f = f_c - f_n \approx 0$ ), система АСС будет сопровождать суммарный сигнал как сигнал от одиночной цели.

При небольшом изменении частоты помехового сигнала, значение которого не выходит за пределы апертуры частотного детектора, система АСС будет сопровождать энергетический центр суммарного сигнала и следящий фильтр сдвинется в сторону изменения частоты сигнала помехи (рис. 2.66,б,  $\Delta f > 0$ ).

Дальнейшее изменение частоты помехового сигнала приведет к разрешению системой АСС истинной и ложной целей по скорости движения (по доплеровской частоте). Система перейдет на сопровождение помехового сигнала, при условии, что интенсивность помехи будет превышать полезный сигнал на входе подавляемой РТС (рис. 2.66,в,  $\Delta f \gg 0$ ). РТС будет получать искаженную информацию о скорости и ускорении захваченной на сопровождение цели. Вычислительные системы РТС, использующие эту информацию в качестве входной, будут выработать данные, не соответствующие истинной радиолокационной обстановке. Однако информация об угловых координатах постановщика помех может поступать в систему АСН без искажений.

В конце цикла уводящей помехи частота ретранслируемого сигнала резко изменяется до начального значения (рис. 2.66,г,  $\Delta f \approx 0$ ). Сигнал помехи исчезает из строга скорости. Подавляемая РТС теряет цель, некоторое время ожидает пропавший сигнал, а затем переходит в режим поиска. Во время ожидания и поиска цели подавляемая система не получает никакой информации о координатах цели, в том числе и об угловом положении цели. Если во время поиска произойдет захват цели на сопровождение, цикл увода повторяется.

Таким образом, подавляемая РТС в течение каждого цикла уводящей помехи получает искаженную информацию о скорости и ускорении цели, а в промежутках между циклами теряет цель, что приводит к нарушению непрерывности потока информации о координатах цели.

Эффективность воздействия уводящей помехи по скорости может быть повышена одновременным выполнением манёвра защищаемого ЛА с максимальным ускорением.

Значение скважности поступления информации зависит от скорости изменения частоты помехового сигнала (скорости увода) и величины увода по частотной оси, а также от характеристик подавляемой РТС. Скорость увода не должна превышать скорости движения реальных целей, иначе система АСС определит неестественное поведение ложной цели и прекратит её сопровождение. Величина увода должна обеспечить надёжное разрешение системой АСС полезного и помехового сигналов по частоте, при котором полезный сигнал выйдет за пределы строга скорости. Для этого при типовых характеристиках системы АСС увод строга скорости необходимо осуществить на величину не менее 4 кГц.

Скорость увода и время создания одного цикла уводящей помехи определим для РТС сопровождающей цель с максимальной скоростью движения  $V_{ц макс} = 1,2 \text{ М}$  (рис.2.67).

Будем считать, что система работает по отраженному сигналу на несущей частоте  $f_c = 10 \text{ ГГц}$ .

При манёвре цели доплеровское приращение частоты принимаемых сигналов за счёт движения цели может изменяться в диапазоне от нуля до максимального значения  $F_{д макс}$ .

$$F_{д макс} = \frac{2V_{ц}}{\lambda} \cos\beta = \frac{2 \times 400}{3 \times 10^{-2}} \cos 0^\circ = 27 \text{ кГц}.$$

Скорость изменения частоты будет зависеть от допустимого коэффициента перегрузки цели при совершении манёвра, который равен

$$\eta = W_{макс} / g, \quad (2.96)$$

где  $W_{макс} = (V_{ц})^2 / r_{мин}$  – максимальное поперечное ускорение цели;  $V_{ц}$  – скорость движения цели;  $r_{мин}$  – минимальный радиус разворота при манёвре цели;  $g$  – ускорение свободного падения.

Подставляя значение  $W_{макс}$  в (2.95), получим

$$\eta = \frac{V_{ц}^2}{g r_{мин}}, \quad (2.97)$$

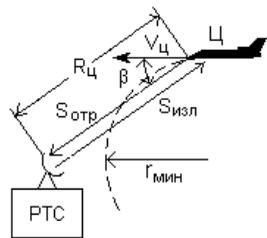


Рис.2.67 К определению параметров помехи, уводящей по скорости.

откуда 
$$r_{\text{мин}} = \frac{V_{\text{ц}}^2}{g\eta}. \quad (2.98)$$

Максимально допустимый коэффициент перегрузки для пилотируемых летательных аппаратов обычно принимают  $\eta = 5$ .

Тогда  $r_{\text{мин}} = 400^2 / (5 \times 9,8) \approx 3,2 \times 10^3$  м.

Так как всегда  $R_{\text{ц}} \gg r_{\text{мин}}$ , то можно считать, что изменение доплеровского приращения частоты от  $F_{\text{д макс.}}$  до нуля произойдет за время прохождения целью  $t_{\text{ц}}$  примерно одной четверти длины окружности с радиусом  $r_{\text{мин}}$ .

$$t_{\text{ц}} = b / V_{\text{ц макс}}, \quad (2.99)$$

где  $b = \frac{2\pi r_{\text{мин}}}{4} = \frac{2 \times 3,14 \times 10^3}{4} = 5,03 \times 10^3$  м,

тогда  $t_{\text{ц}} = \frac{5,03 \times 10^3}{400} = 12,57$  с.

Таким образом, максимальная скорость изменения частоты сигналов, излучаемых реальной целью, составит

$$V_f = F_{\text{д макс}} / t_{\text{ц}} = 27 \times 10^3 / 12,57 = 2,15 \times 10^3 \text{ Гц/с} = 2,15 \text{ кГц/с}.$$

Это же значение будет определять максимальную скорость уводящей помехи. Время увода в этом случае равно

$$t_{\text{ув}} = \Delta f_{\text{ув}} / V_f = 4 \times 10^3 / 2,15 \times 10^3 = 1,86 \text{ с},$$

где  $\Delta f_{\text{ув}} = 4$  кГц – величина минимально необходимого увода строга скорости.

## ***Изменение частоты ретранслируемых сигналов***

Уводящие по скорости помехи, также как и шумовые, создаются с помощью ретранслятора, в котором осуществляется плавное изменение частоты излучаемых сигналов с применением частотных или фазовых модуляторов. Чаще всего для этих целей используют высокочастотные фазовращатели. Предпочтение, как правило, отдают фазовращателям на основе ЛБВ, у которых фазовая модуляционная характеристика достаточно линейна в интервале от нуля до  $2\pi$ . Кроме

того, эта же ЛБВ одновременно может использоваться в качестве усилителя ретрансляционного тракта.

Структурная схема одного из вариантов станции для создания уводящих помех показана на рис.2.68.

Генератор управляющего напряжения ГУН перестраивает частоту генератора пилообразного напряжения ГПН, выходные сигналы которого через ФМС поступают на фазовращатель ФВ для осуществления фазовой модуляции ретранслируемых сигналов. Фазовращатель включён в ретрансляционный тракт, состоящий из приёмной антенны  $A_{пр}$ , входного устройства ВхУ, линейки высокочастотных усилителей (предварительный ПУ и окончательный ОУ усилители) и передающей антенны  $A_{п}$ .

Для изменения частоты сигналов с помощью ЛБВ на её спираль подаётся линейно изменяющееся во времени напряжение

$$u(t) = kt. \quad (2.100)$$

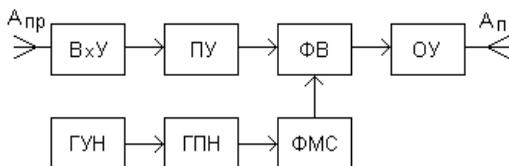


Рис. 2.68 Структурная схема станции помех, уводящих по скорости.

Если это напряжение линейно возрастает, то соответственно будет возрастать и скорость электронного потока в ЛБВ, что, в свою очередь, вызовет увеличение скорости электромагнитной волны, распространяющейся в системе «спираль-электронный поток». Так как длина участка взаимодействия фиксирована, а скорость распространения волны увеличивается, то фазовый набег колебания в замедляющей системе ЛБВ будет уменьшаться. Линейное изменение фазы приводит к смещению частоты выходного сигнала ЛБВ на некоторую постоянную величину.

$$\omega = d\varphi / dt. \quad (2.101)$$

При этом, чем больше скорость изменения фазы, тем на большую величину сместится частота выходного сигнала.

На практике непрерывное изменение управляющего напряжения во времени по линейному закону возможно лишь в некоторых сравнительно ограниченных пределах, поэтому для смещения частоты в системах РПД применяют различные виды периодической модуляции ЛБВ по фазе. Чаще всего фазовую модуляцию осуществляют по пилообразному закону.

Пусть сигнал на входе модулятора определяется выражением

$$S_{\text{вх}} = A \sin \omega t, \quad (2.102)$$

где  $A$  – константа.

При линейной фазовой модуляции выходной сигнал будет равен

$$S_{\text{вых}} = A (\sin \omega t + kt), \quad (2.103)$$

где  $k$  – постоянная скорость изменения фазы.

Представим это выражение в следующем виде

$$S_{\text{вых}} = A (\sin 2\pi f t + kt) = A \sin 2\pi [f + (k / 2\pi)] t, \quad (2.104)$$

где  $k / 2\pi = \Delta f$  – изменение частоты.

Для того, чтобы не нарушалась монохроматичность выходных колебаний изменение фазы выходного сигнала за один период модулирующего напряжения должно быть кратно  $2\pi$  радиан. Это требование выполняется тщательным подбором напряжения на спирали ЛБВ. Частота выходного сигнала при этом будет равна

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} \pm nF_{\text{м}}, \quad (2.105)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – коэффициент кратности;  $F_{\text{м}}$  – частота модулирующего пилообразного напряжения.

Временное и частотное представления выходного сигнала ЛБВ для этого случая показаны на рис.2.69.



Рис.2.69 Выходной сигнал ЛБВ (а) и его спектр (б) при изменении фазы сигнала кратном  $2\pi$ .

Знак приращения частоты выходного сигнала зависит от того, какое используется напряжение модуляции: линейно–нарастающее или линейно–падающее (рис.2.70).

Такое смещение частоты можно рассматривать как результат однополосной модуляции с хорошо подавленной несущей.

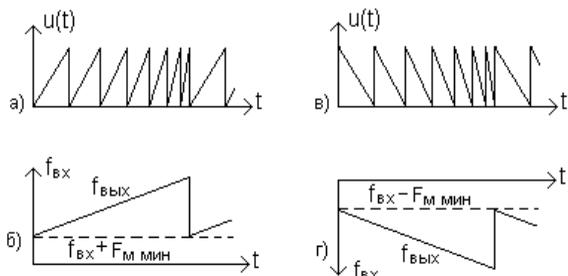


Рис.2.70 Линейно-нарастающее (а) и линейно-падающее (в) напряжения фазовой модуляции и соответствующие изменения частоты выходных сигналов (б и г).

Нарушение условия кратности изменения фазы приведет к нарушению монохроматичности выходных колебаний и появлению дополнительных частотных составляющих в спектре выходного сигнала, как это показано на рис.2.71.

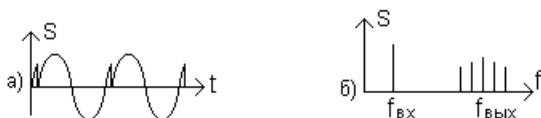


Рис.2.71 Выходной сигнал ЛФЧ (а) и его спектр (б) при изменении фазы сигнала не кратном  $2\pi$ .

Это явление нежелательно, так как энергия помехового сигнала будет распределяться между составляющими выходного спектра.

При реализации рассмотренного метода уводящей помехи неизбежно возникает начальный (не нулевой) сдвиг частоты выходного сигнала  $F_{м мин}$ . Необходимо предусмотреть, чтобы этот сдвиг был как можно меньше и практически составлял не более 25% величины разрешающей способности подавляемой системы по скорости.

### Вопросы для самоконтроля

1. Поясните принцип создания и эффект действия шумовых помех системам АСС.
2. Поясните принцип создания и эффект действия имитирующих помех системам АСС.
3. Как определяют необходимую скорость уводящей помехи по скорости?

4. Какие методы изменения частоты ретранслируемых сигналов вы знаете?

5. Какие требования необходимо выполнять при изменении частоты ретранслируемых сигналов?

## **2.6 Пассивное радиоподавление с помощью дипольных отражателей**

### **Общие сведения**

При создании пассивных помех в качестве искусственных отражателей широко применяют полуволновые вибраторы (диполи). Изготавливают диполи из металлизированной бумаги, металлизированного стекловолокна, алюминиевой фольги, нейлонового волокна покрытого серебром и других материалов. Их длину и толщину выбирают такими, чтобы обеспечить наиболее эффективное отражение радиоволн при наименьших размерах.

Максимальное значение ЭПР имеют диполи с длиной, при которой осуществляется резонансное отражение. Длина таких диполей  $d$  близка к половине длины волны подавляемой РТС  $\lambda$  или кратна нечётному числу полуволн

$$d = (2n + 1) \frac{\lambda}{2}; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.106)$$

Дипольные отражатели успешно применялись во время боевых операций Второй мировой войны. Изготавливали диполи из отрезков ленточной алюминиевой фольги размером несколько меньше половины длины волны. Общий вес фольги, сброшенной над Европой, составил несколько десятков тысяч тонн. Эффективность помех, создаваемых облаками дипольных отражателей, была весьма высокой. В первый период их применения потери авиации союзников антигитлеровской коалиции снизились примерно в четыре раза.

Толщина диполей зависит от глубины проникновения тока в проводящем слое материала, которая в свою очередь определяется скин-эффектом и зависит от частоты сигналов облучения. Чем выше частота сигналов, тем меньше толщина рабочего поверхностного слоя. Это позволяет выполнять диполи толщиной в несколько микрометров.

В таблице 2.1 приведены данные о глубине проникновения тока в алюминиевом проводнике в зависимости от частоты проходящего тока.

При более высоких частотах толщина проводящего слоя составляет доли микрометра. Практически толщина дипольных отражателей определяется их прочностью и технологичностью изготовления.

Таблица 2.1

Частота (длина волны)	Толщина проводящего слоя
100 кГц; $\lambda = 3000$ м.	0,2 мм.
1 МГц; $\lambda = 300$ м.	0,06 мм.
100 МГц; $\lambda = 3$ м.	0,006 мм.
3 ГГц, $\lambda = 0,1$ м.	0,001 мм.

### ***Формирование облаков и полос дипольных отражателей***

Диполи комплектуют в пачки, которые сбрасываются с помощью автоматов и рассеиваются в атмосфере. Число диполей в пачке в зависимости от диапазона длин волн облучающих РТС может составлять от нескольких десятков тысяч до миллионов.

Для воздействия на относительно низкочастотные системы отражающее облако формируют из металлизированных полосок стекловолокна в виде лент. Эти длинные, очень лёгкие проводники рассеиваются так, чтобы образовать облако в виде гигантской паутины.

Важной характеристикой таких помех является скорость разворачивания облака дипольных отражателей. Для увеличения этой скорости в пачки иногда закладывают специальные пиропатроны.

Для предотвращения слипания диполей (вследствие образования зарядов статического электричества) на диполи наносят специальные покрытия, например воск. Иногда диполи изготавливают с квазипо-

стоянным зарядом, что приводит к взаимному отталкиванию диполей друг от друга.

Сформированный отражающий объём от отдельной сброшенной пачки называется дипольным образованием. Облаком называют совокупность многих перекрывающихся дипольных образований, а под полосой дипольных отражателей понимают последовательность перекрывающихся облаков, простирающихся на многие километры.

Скорость снижения облака диполей зависит от массы, размеров и формы диполей в пачке, плотности и состояния атмосферы. В спокойной атмосфере средняя скорость снижения отражателей составляет 60–180 м/мин на больших высотах (влияет разреженность воздуха) и 25–70 м/мин на малых высотах. В горизонтальном направлении диполи перемещаются примерно со скоростью ветра. Иногда они могут перемещаться вверх восходящими потоками воздуха и удерживаться в атмосфере в течении нескольких часов.

Помехи, создаваемые с помощью облаков дипольных отражателей, разделяют на маскирующие и имитирующие.

Маскирующий эффект заключается в отражении зондирующих сигналов от облаков и создании ярких отметок на экранах индикаторов РТС обзорного типа и целеуказания, затрудняя обнаружение целей, определение их координат и параметров движения. Иностранные специалисты дипольные отражатели называют термином «chaff», что в переводе означает шелуха, мякина, т.е. бесполезные отметки (цели).

Основной целью имитирующих помех, создаваемых облаками дипольных отражателей, является создание условий для перенацеливания контура сопровождения РТС по угловым координатам на облако, как это показано на рис. 2.72.

На начальном этапе разворачивания облака, когда расстояние между облаком ОД и защищаемой целью Ц небольшое (рис. 2.72,а), оба объекта находятся в пределах диаграммы направленности антенны  $\Theta$  следящего пеленгатора и не разрешаются по угловым координатам. Следящий пеленгатор будет осуществлять сопровождение энергетического центра обоих объектов. При движении цели расстояние между целью и облаком увеличивается и наступает момент разрешения целей по угловым координатам. Если мощность отраженного сигнала от облака на входе пеленгатора будет превышать мощность сигнала от цели, то следящая система может переключиться на сопровождение облака дипольных отражателей (рис. 2.72,б).

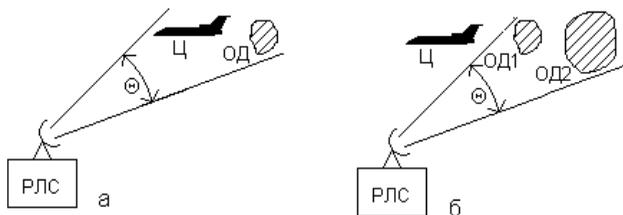


Рис.2.72 Переацеливание РТС на облака дипольных отражателей.

Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) облака дипольных отражателей  $\sigma_0$  одинаковой длины равна сумме ЭПР каждого диполя

$$\sigma_0 = k_{\text{д}} \sum_{i=1}^n \sigma_i = k_{\text{д}} n \sigma_1, \quad (2.107)$$

где  $n$  – количество диполей в пачке;  $k$  – коэффициент действующего числа диполей, учитывающий слипание диполей, их повреждения и т.п.

Интенсивность отражения от диполя зависит от угла падения облучающей электромагнитной волны и от соотношения размеров диполя с длиной волны. Отражённый от диполя сигнал будет максимальным, когда направление падения волны перпендикулярно оси диполя, а вектор напряжённости электрического поля ориентирован параллельно этой оси, т.е. при совпадении поляризаций диполя и падающей волны. На рисунке 2.73 показано пространственное положение диполя Д и падающей на него электромагнитной волны ЭМВ и обозначено:  $l$  – длина диполя;  $E$  и  $H$  соответственно напряжённости электрического и магнитного полей ЭМВ;  $p$  – вектор Умова – Пойтинга, определяющий направление движения ЭМВ и количество энергии, переносимой ЭМВ за одну секунду сквозь площадку размером  $1\text{м}^2$  нормальную к направлению распространения волны.

Количественно вектор  $p$  определяется как векторное произведение векторов  $E$  и  $H$ . Как известно, все три вектора, характеризующие ЭМВ, взаимно перпендикулярны. Образно ЭМВ можно представить как комбинацию из трёх пальцев правой руки: большого, указательного и среднего, расположенных перпендикулярно друг относительно

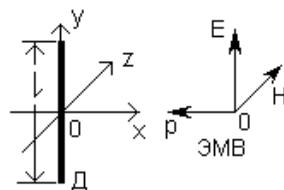


Рис.2.73 К определению ЭПР диполя.

друга. Большой палец покажет ориентацию вектора напряженности электрического поля, указательный – вектора напряженности магнитного поля, а средний – вектора Умова – Пойтинга. Плоскость ладони будет соответствовать фазовому фронту ЭМВ.

ЭПР настроенного в резонанс диполя равна

$$\sigma_{\text{д. макс.}} = 0,86 \lambda^2 \quad (2.108)$$

Вследствие турбулентности атмосферы и аэродинамических свойств диполи в облаке расположены хаотически и при усреднении по всем углам средняя ЭПР одного диполя составляет

$$\sigma_{\text{д. ср.}} \approx 0,17 \lambda^2. \quad (2.109)$$

Для того чтобы облако маскировало (или имитировало) цель, необходимо выполнение следующего условия:

$$\sigma_o \geq \sigma_{\text{ц}}, \quad (2.110)$$

где  $\sigma_{\text{ц}}$  – ЭПР защищаемого объекта (цели).

Количество диполей в пачке для выполнения условия (2.110) должно быть не менее

$$N_{\text{д. мин}} = \sigma_{\text{ц}} / \sigma_o = \sigma_{\text{ц}} / 0,17 \lambda^2 \quad (2.111)$$

Один килограмм диполей позволяет получить усреднённую ЭПР облака равную

$$\sigma_o \approx (2 - 3) 10^3 \text{ м}^2.$$

Если пачки сбрасываются достаточно часто, то формируемые ими облака сливаются друг с другом, в результате чего образуются широкие и протяженные области пространства, заполненные дипольными отражателями (полосы дипольных отражателей). На экранах РТС кругового обзора появляются сильно засвеченные полосы, соответствующие пространственному положению отражателей. Это маскирует отметки от целей, идущих в полосе отражателей или над этой полосой, значительно затрудняя определение координат и параметров движения целей.

Программа формирования полос дипольных отражателей составляется так, чтобы расход диполей был минимальным, но характеристики полосы отвечали бы поставленным требованиям. Если пачки диполей выбрасываются слишком редко, то полоса не будет сплошной

ной, а если слишком часто, то запас диполей может быть израсходован быстрее, чем будет заполнен требуемый объём пространства диполями. Частота сбрасывания пачек зависит от длительности импульсов облучения. После раскрытия пачек диполи медленно опускаются и расстояния между облаками уменьшаются по сравнению с расстояниями в моменты сброса.

Известно, что время между излучением импульса и приёмом отражённого от цели сигнала составляет одну микросекунду на каждые 150 м измеряемого РТС расстояния. Следовательно, разрешающая способность РТС по дальности  $\Delta R_{\text{РТС}}$  равна длительности импульса  $\tau_{\text{и}}$  умноженной на 150 м. Если разрешающую способность РТС разделить на скорость постановщика помех  $V_{\text{пп}}$ , сбрасывающего пачки дипольных отражателей, то можно определить интервал сбрасывания пачек  $\Delta t_{\text{об}}$ , обеспечивающий такое расстояние между элементарными облаками, которое РТС не сможет различить.

$$\Delta t_{\text{об}} = \frac{\Delta R_{\text{РТС}}}{V_{\text{пп}}} = \frac{150 \tau_{\text{и}}}{V_{\text{пп}}} \quad (2.112)$$

В выражении (2.112)  $\Delta t_{\text{об}}$  – в сек,  $V_{\text{пп}}$  – в м/сек,  $\tau_{\text{и}}$  – в мксек.

При сбрасывании пачек с летательного аппарата, движущегося в каком либо направлении, отличном от радиального, с интервалом, вычисленным по (2.112), расстояние между пачками в радиальном направлении, очевидно, будет меньше.

Процесс формирования облака дипольных отражателей зависит от многих геофизических и погодных факторов, не подвластных контролю человека. Поэтому результат расчёта, ориентированного на определение минимального расхода диполей при постановке полосы, в реальных условиях должен быть взят с запасом. Коэффициент запаса выбирается в зависимости от конкретных условий. Чаще всего он равен двум.

Серьёзным недостатком дипольных отражателей, как средства РЭП, является их относительная малая частотная диапазонность. Это объясняется зависимостью отражающих свойств диполей от длины волны, показанной на рис. 2.74, где обозначено  $l$  – длина диполей.

Чтобы сделать облако дипольных отражателей более широкополосным

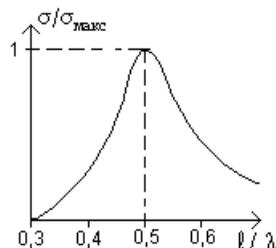


Рис.2.74 Зависимость ЭПР диполя от длины волны.

пачки комплектуют из диполей различной длины. Однако это увеличивает расход диполей и, соответственно, их массу.

Различие в скоростях движения цели и диполей в атмосфере позволяет в ряде случаев снизить эффективность таких помех за счёт использования систем селекции движущихся целей (СДЦ). Однако, если полоса дипольных отражателей расположена между защищаемым объектом и подавляемой РТС, необходимо учитывать ослабление сигналов облучения в облаках диполей ОД (рис.2.75).

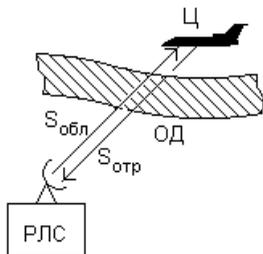


Рис.2.75 Эффект экрана, создаваемого дипольными отражателями.

Электромагнитные волны, проходя через облака диполей, испытывают ослабление из-за рассеяния энергии диполями (эффект экрана). Экспериментальные данные показывают, что при средней концентрации диполей

$$\bar{n} \approx 30 \text{ дин/м}^3 \quad (2.113)$$

потери мощности при поглощении радиоволн облаком составляют для  $\lambda = 3$  см,  $\Delta P \approx 40$  дБ, что соответствует сокращению дальности действия РТС примерно в 10 раз.

Для увеличения экранирующего действия, облака или полосы, в ряде случаев, формируют из поглощающих диполей, которые представляют собой тонкие нити из графита или других поглощающих материалов. Такие диполи называют «чёрные диполи». Так как поглощающий материал не может быть идеальным, облако из «чёрных диполей» само отражает электромагнитные волны в направлении подавляемой РТС, но это отражение значительно меньше, чем то, которое создаётся обычными типовыми диполями.

Кроме того, созданные заранее облака и полосы дипольных отражателей могут использоваться для формирования перенацеливающих помех, методы создания которых рассмотрены ниже.

### Вопросы для самоконтроля

1. Из каких материалов изготавливают современные дипольные отражатели?
2. Какие критерии определяют длину и толщину дипольных отражателей?
3. Почему на больших высотах скорость снижения диполей больше, чем на малых высотах?

4. В чём заключается маскирующий эффект помех, создаваемых дипольными отражателями?
5. Какова основная цель имитирующих помех, создаваемых облаками дипольных отражателей?
6. Как определяется эффективная поверхность рассеяния реальных целей?
7. Вспомните наиболее серьёзный недостаток дипольных отражателей, как средства радиоподавления.
8. Какие меры принимают для ослабления недостатка, упоминаемого в п.7?
9. Что из себя представляют «чёрные диполи»?

## ***2.7 Ложные цели***

### ***Общие сведения***

Ложные цели относятся к классу имитирующих помех и представляют собой различного вида отражатели, обладающие большой ЭПР. Основной задачей ложных целей является замыкание на себя контура управления оружием, а также создание на экранах РТС обзорного типа отметок целей, координаты которых не совпадают с координатами защищаемых объектов.

Ложные цели классифицируют по следующим признакам:

- по виду излучения – радиолокационные, тепловые, оптические, акустические;
- по способу применения – неподвижные, буксируемые, сбрасываемые, выстреливаемые;
- по живучести – однократного и многократного применения;
- по способу управления – автономные, дистанционно управляемые.

Для имитации движущихся объектов ложные цели часто выполняют в виде буксируемых или сбрасываемых летательных аппаратов простейшей конструкции. Геометрические размеры таких летательных аппаратов значительно меньше защищаемых объектов, однако сигналы от ложных целей на входе подавляемого приёмника должны превышать сигналы, отраженные от объекта защиты. Для этого ЭПР ложных целей искусственно увеличивают путём установки на них усилителей – ретрансляторов сигналов или пассивных переизлучателей. Такие ложные цели часто называют ловушками.

Эффективность ложных целей зависит от их количества и возможностей средств поражения. Вероятность поражения объекта, защищаемого ложными целями, равна

$$P(n_{\text{лц}}) = 1 \left[ 1 - (P_1 \frac{n_{\text{иц}}}{n_{\text{иц}} + n_{\text{лц}}}) \right]^m, \quad (2.114)$$

где  $m$  – число боеприпасов (ракет, снарядов, авиабомб), применяемых по защищаемому объекту;  $n_{\text{иц}}$  – число истинных целей;  $n_{\text{лц}}$  – число ложных целей;  $P_1$  – вероятность поражения объекта или ложной цели одним боеприпасом.

Значения вероятности поражения  $P(n_{\text{лц}})$  объектов в зависимости от числа ложных целей  $n_{\text{лц}}$  и расхода боеприпасов (при  $P_1 = 0,5$ ), рассчитанные по приведённой формуле (2.114), показаны в таблице 2.2.

Таблица 2.2

Число ложных целей, шт.	Вероятность поражения цели при расходе от 1 до 4 боеприпасов			
	1	2	3	4
0	0,50	0,75	0,97	0,99
1	0,25	0,44	0,76	0,94
2	0,17	0,30	0,60	0,83
3	0,12	0,23	0,49	0,73
4	0,10	0,19	0,41	0,65
5	0,08	0,16	0,35	0,58
10	0,04	0,09	0,20	0,37

### ***Сбрасываемые ловушки***

Для получения большой ЭПР на сбрасываемых ловушках размещают активные излучатели или пассивные переизлучатели радиосигналов. В качестве активных излучателей применяют высокочастотные генераторы одноразового действия, усилители – ретрансляторы сигналов облучения. Пассивные ловушки оборудуют уголковыми отражателями, линзами Люнеберга, переизлучающими антенными решетками.

Захват на сопровождение следящей системой подавляемой РТС сбрасываемых ловушек будет происходить при условии, чтобы время

воздействия сигналов ложной цели было больше или равно постоянной времени следящих систем по направлению, скорости или дальности. Это условие накладывает довольно жесткие требования на конструкцию сбрасываемых ловушек.

Продолжительность воздействия сигналов от ловушки на систему самонаведения с импульсным излучением определяется временем пребывания ловушки в импульсном объеме, а для непрерывных РТС – временем пребывания сигналов от ловушки в пределах полосы пропускания следящей системы по скорости. В обоих случаях ловушка должна находиться в пределах диаграммы направленности приемной антенны подавляемой РТС.

Чтобы определить время пребывания ловушки и цели в одном и том же импульсном объеме, необходимо произвести расчёт траектории ложной цели, сбрасываемой с защищаемого объекта, при её свободном падении. Из курса баллистики известно, что траектория свободного падения определяется характеристическим временем  $T_x$ , высотой и скоростью полёта объекта, с которого сбрасываются ловушки.

Характеристическое время – это время падения тела с высоты 2000 м в условиях стандартной атмосферы.

$$T_x = \frac{k A d^2}{G}, \quad (2.115)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности;  $A$  – аэродинамический коэффициент;  $d$  – диаметр ловушки;  $G$  – масса ловушки.

На рис.2.76 показаны примерные траектории свободного падения ловушки для различных значений  $T_x$ .

Радиус  $R_n$  определяет импульсный объём системы, влияющий на разрешающую способность.

Из формулы (2.115) и рис. 2.76 следует, что для увеличения времени пребывания ловушки в импульсном объеме нужно стремиться уменьшать её характеристическое время  $T_x$ . В связи с тем, что габариты ловушки в основном определяются размерами устанавливаемых на ней переизлучателей, уменьшение  $T_x$  достигается увеличением массы ловушки.

Другим способом увеличения времени пребывания сбрасываемой ловушки в импульсном объеме (при её малом весе) заключается в задании ей начальной скорости в направлении движения защищаемого

летательного аппарата. Это можно сделать оборудовав ловушку стартовым двигателем. На рис. 2.77 приведены траектории движения ловушки без стартового двигателя ① и с двигателем ②.

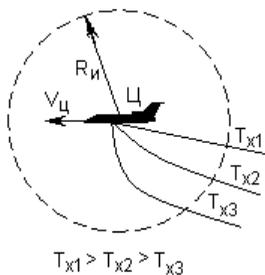


Рис. 2.76 Свободное падение ловушки для различных значений  $T_x$ .

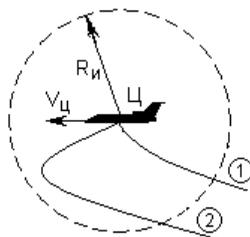


Рис. 2.77 Траектории ловушки без стартового двигателя ① и с двигателем ②

От защищаемого объекта ловушка должна удаляться с такой скоростью, чтобы обеспечивалось её надёжное сопровождение автоматическими следящими системами РТС по скорости, дальности, угловым координатам.

### **Буксируемые ловушки**

Впервые буксируемые ловушки применяли во время второй мировой войны, когда с целью снижения эффективности немецкой ПВО авиация союзников использовала в качестве ложных целей буксируемые металлические сети. Эти сети, создавая мощные отражённые сигналы, отвлекали на себя станции орудийной наводки.

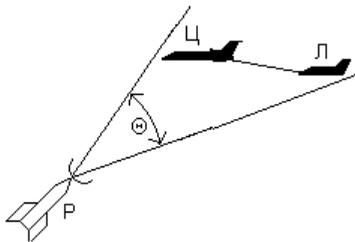


Рис. 2.78 Цель и ловушка в пределах диаграммы направленности антенны ГСН ракеты.

Современные ловушки в виде простейших летательных аппаратов буксируются защищаемым объектом (целью) на тонком канате, длина которого может достигать нескольких сот метров (рис. 2.78).

Как правило, буксируемые ловушки используются для срыва ракетных атак на последнем этапе самонаведения. В исход-

ном положении ловушка находится в специальном отсеке. К моменту преодоления наиболее опасных зон ПВО она выпускается с помощью стартового приспособления.

В начальный момент наведения атакующей ракеты Р на защищаемый объект цель Ц и ловушка Л не должны разрешаться по дальности, по скорости и по угловым координатам т.е. должны представляться как одна цель. ГСН ракеты в этом случае наводится на энергетический центр двух источников сигнала (рис. 2.78).

Поскольку мощность сигнала ловушки должна существенно превосходить мощность сигнала, отражённого от защищаемого объекта, ракета практически наводится на ловушку, в результате чего происходит перенацеливание ракеты на ловушку и поражение объекта исключается (рис. 2.79).

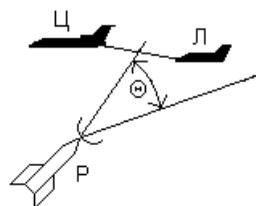


Рис.2.79 Перенацеливание ГСН ракеты на буксируемую ловушку.

Максимальное удаление буксируемой ловушки Л от защищаемого объекта Ц определяется разрешающей способностью подавляемой системы по указанным навигационным параметрам (рис. 2.80).

Условие неразрешения объекта и ловушки  $\Delta R_{цл}$  можно записать следующим образом:

$$\Delta R_{цл} \leq \frac{\Delta \Theta_p R_{рл}}{\sin \gamma}, \quad (2.116)$$

где  $\Delta \Theta_p$  – разрешающая способность ГСН ракеты по угловым координатам;  $R_{рл}$  – расстояние от ракеты до ловушки;  $\gamma$  – ракурс визирования ракеты из точки расположения ловушки.

На рис.2.80 обозначены также расчётная точка встречи ракеты с целью РТВ, скорости движения ракеты  $V_p$ , цели  $V_ц$  и ловушки  $V_л$ , радиальные составляющие скоростей сближения атакующей ракеты с целью  $V_{рц}$  и ловушкой  $V_{рл}$ .

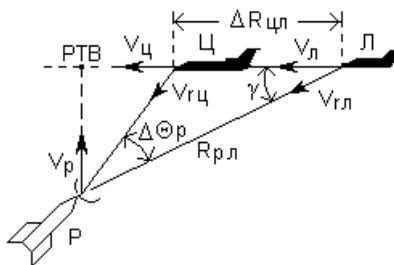


Рис.2.80 К расчёту максимального удаления буксируемой ловушки от цели.

В системах наведения, использующих непрерывный режим излучения, селекцию целей, как правило, осуществляют по скорости движения сопровождаемого объекта, используя для этого доплеровское приращение частоты, отражённых от объекта сигналов и принимаемых ГСН ракеты.

Условие не разрешения цели и ловушки в этом случае определяется шириной полосы пропускания следящей системы (строба скорости)  $\Delta F$  и разностью доплеровских приращений частоты сигналов, отражённых от цели и ловушки  $\Delta f$ ,

$$\Delta f \leq \Delta F, \quad (2.117)$$

где  $\Delta f = \frac{2\Delta V}{\lambda}$ ;  $\Delta V = V_{rc} - V_{rl}$ ;

Условия (2.116) и (2.117) определяют максимально допустимое удаление ловушки от защищаемого летательного аппарата. На рис.2.81 показаны зоны разрешения буксируемой ловушки и цели по угловой координате ① и разности радиальных скоростей (доплеровских приращений частоты) ②. На этом же рисунке показана зона затенения ловушки целью ③. Цель затеняет ловушку, если ракета находится внутри конуса, угол при вершине которого равен

$$\alpha = \arcsin \frac{k r_p}{\Delta R_{цл}}, \quad (2.118)$$

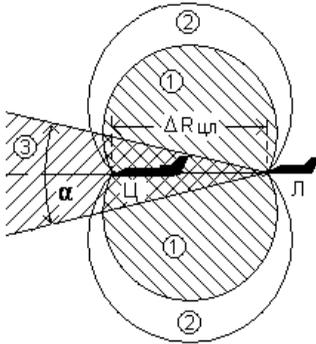


Рис.2.81 Зона разрешения цели и ловушки по угловой координате ①, зона разности радиальных скоростей ②, зона затенения ловушки целью ③.

где  $r_p$  – эффективный радиус поражения боевой части ракеты;  $\Delta R_{цл}$  – расстояние между целью и ловушкой;  $k$  – коэффициент запаса.

Величина зоны затенения имеет существенное значение при атаках в передней полусфере.

Буксируемые ловушки могут быть пассивными или активными.

Отличительной особенностью пассивной ловушки является в отсутствие в ней активных

элементов, формирующих её сигнал. Формирование сигнала происходит за счёт отражения от неё сигналов облучения. Необходимый уровень мощности отражённого сигнала в этом случае определяет ЭПР ловушки, величина которой обеспечивается соответствующими конструкциями ловушки. В качестве пассивной ловушки могут использоваться надувные баллоны, покрытые отражающим радиоволны материалом, линзы Люнеберга, уголковые отражатели, решётки Ван–Атта и др.

В активных ловушках излучаемый сигнал определённой мощности формируется с помощью внутренних энергетических устройств. Таким устройством может быть ретранслятор, переизлучающий и усиливающий сигналы облучения, или ответчик. В этом случае ЭПР ловушки не играет существенной роли и может быть сколь угодно малой. С целью упрощения конструкции активной ловушки на ней могут размещаться только передающая антенна и высокочастотный усилитель, а задающий высокочастотный сигнал и питание поступают по кабелю с защищаемого летательного аппарата. Бортовые источники высокочастотной мощности позволяют не только переизлучать радиолокационные сигналы ловушкой, но и модулировать их для повышения эффективности помехового воздействия.

Для передачи с борта защищаемого объекта на ловушку задающего сигнала возможно использование оптоволоконного кабеля, проложенного совместно с буксирным тросом. Такая линия передачи сигналов в совокупности с бортовой аппаратурой анализа угрозы и формирования сигнала, излучаемого ловушкой, расширяет функциональные возможности индивидуальной защиты летательного аппарата.

Промех ракеты пропорционален удалению ловушки от защищаемого объекта. Однако это не означает, что чем больше длина буксирного троса, тем эффективней защита. При длине буксира, превышающей максимально допустимую, может наступить разрешение ловушки по какому – либо параметру её движения. В этом случае защищаемый объект и ловушка могут быть раздельно атакованы ракетами и защита окажется неэффективной. Такая ситуация особенно недопустима при использовании пассивной ловушки, когда отсутствуют возможности влияния на разрешение целей РТС.

При использовании активной ловушки разрешение ловушки и объекта менее опасно. В этом случае бортовая аппаратура может использовать уводящую помеху по дальности или по скорости для перенацеливания подавляемой РТС на ловушку.

Применение буксируемых ловушек в боевых операциях НАТО в Югославии показало высокую их эффективность. Ловушки применялись для самозащиты самолётов *F-16* и *B-1B*. Отмечались промахи зенитных ракет за счёт их перенацеливания на ловушки, а также и случаи прямых попаданий ракеты в ловушку, после чего от ловушки оставался лишь буксирный трос.

Буксируемые ловушки более „живучие”, чем сбрасываемые, и поэтому их расход, требуемый для защиты, гораздо меньше. Однако они влияют на аэродинамические характеристики защищаемого объекта, снижают маневренность и скорость движения.

### ***Дистанционно-пилотируемые летательные аппараты***

Более сложным видом ложных целей являются дистанционно-пилотируемые летательные аппараты ДПЛА (беспилотные самолёты, управляемые ракеты, планеры и т.п.). Такие летательные аппараты, как правило, включают в группу поддержки боевой операции для создания активных помех, постановки облаков и полос дипольных отражателей, сбрасывания передатчиков помех одноразового действия, ловушек и т.д. Это в сочетании с другими элементами поддержки (групповая защита, «закордонная» помеха и др.) повышает вероятность успешного проникновения ударных боевых единиц в зону ПВО цели, увеличивает эффективность боевой операции, снижает потери человеческих жизней, боевой техники. Кроме того ДПЛА сами могут выполнять роль ложных целей, ловушек. После выполнения задания ДПЛА может быть возвращён и использован ещё раз.

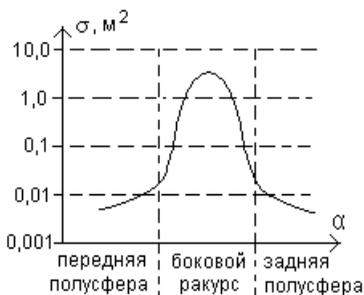


Рис.2.82 Типовая диаграмма ЭПР реактивного ДПЛА.

Размеры ДПЛА значительно меньше размеров пилотируемого ударного летательного аппарата и сравнимы с размерами небольшой зенитной ракеты. Типовая диаграмма изменения ЭПР реактивного ДПЛА в зависимости от ракурса наблюдения  $\alpha$  приведена на рис. 2.82.

Диаграмма показывает, что большая часть времени полёта в направлении цели на относительно малых высотах ЭПР ДПЛА будет

меньше  $0,1 \text{ м}^2$ . Это увеличивает скрытность подхода ДПЛА к дислокации ПВО цели, уменьшает вероятность своевременного его обнаружения. Использование противорадиолокационных покрытий в определённых местах ДПЛА могут в бо́льшей степени снизить его ЭПР.

Многие специалисты по тактике задают вопрос зачем посылать ДПЛА в обороняемый район цели с грузом только лишь средств РЭП? Если ДПЛА может безнаказанно приблизиться к району цели, то пусть он несёт ракеты, бомбы, или, будучи начинённым взрывчатыми веществами, сам наводится на цель. Однако, оснащение ДПЛА системой наведения и превращения его фактически в крылатую ракету значительно увеличит его стоимость и может превысить стоимость самой ракеты, которую он должен заменить.

Если ДПЛА в качестве носителя ракетного и бомбового груза заменяет пилотируемый боевой летательный аппарат, то они должны поменяться местами в программе боевой операции, т.е. пилотируемый аппарат должен использоваться в качестве средства успешного обеспечения операции, например предварительного формирования полос дипольных отражателей, рассеиваемых в районе цели. Это должно неминуемо привести к неоправданной потере человеческих жизней и дорогой техники.

Во многих случаях ДПЛА требуют линии связи между центром управления и управляемым объектом. Особенно важно обеспечение скрытности этих линий связи. Подавление противником приёмника такой линии, расположенного на пункте управления, может исключить эффективное применение многих ДПЛА. В связи с этим, проектирование помехозащищённой линии связи должно быть частью проектирования всей системы с использованием дистанционно – пилотируемых объектов.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какую основную задачу выполняют ложные цели в процессе радиоподавления?
2. По каким признакам классифицируют ложные цели?
3. Какие ложные цели называют ловушками?
4. Перечислите основные требования, предъявляемые к конструкции сбрасываемых ловушек.
5. Какие меры принимают для увеличения времени пребывания сбрасываемых ловушек в импульсном объёме РТС?

6. Какими факторами определяется максимальное удаление буксируемой ловушки от защищаемого объекта?

7. Назовите основные различия буксируемых ловушек активного и пассивного типов.

8. В чём заключаются особенности дистанционно – пилотируемых летательных аппаратов при использовании их в качестве средств радиоэлектронной борьбы?

## 2.8 Пассивные переизлучатели

### Общие сведения

Возможность увеличения ЭПР ловушек с помощью пассивных переизлучателей основана на особенностях рассеяния падающей плоской волны проводящими телами.

ЭПР любого тела для данного направления можно определить так

$$\sigma = D G, \quad (2.119)$$

где  $D = P_2/P_1$  – отношение мощности рассеянной данным телом  $P_2$ , к плотности потока мощности электромагнитной энергии, падающей на переизлучатель  $P_1$ ;  $G$  – коэффициент направленного действия переизлучателя в данном направлении, т.е. в направлении на точку наблюдения.

Для плоских тел, а также для некоторых других объектов, близких по своим переизлучающим свойствам к плоским, величина  $D$  эквивалентна площади поглощения некоторой антенны  $S_A$

$$D \sim S_A = \frac{G \lambda^2}{4 \pi}. \quad (2.120)$$

Решая (2.120) относительно  $G$ ,

$$G = \frac{4 \pi S_A}{\lambda^2} \quad (2.121)$$

и подставляя (2.121) в (2.119), получим значение ЭПР для идеально проводящей плоской пластины, размеры которой намного больше длины волны и в случае нормальной её ориентации к направлению падающей электромагнитной волны

$$\sigma = \frac{4 \pi S^2}{\lambda^2}, \quad (2.122)$$

где  $S$  – площадь пластины.

На рис.2.83 приведена типовая диаграмма переизлучения такой пластины. Как видно из рисунка, диаграмма получается достаточно узкой и по мере изменения ориентации пластины по отношению к точке наблюдения величина переотраженной энергии будет резко уменьшаться.

Поэтому переизлучатели такого типа не используются для повышения ЭПР ловушек.

Переизлучатели, устанавливаемые на ловушках, должны удовлетворять следующим требованиям:

- иметь большую ЭПР при возможно меньших габаритах и массе;
- обладать широкой пространственной диаграммой переизлучения.

Таким требованиям в известной мере отвечают уголкового отражатели, линзы Люнеберга, переизлучающие антенные решетки.

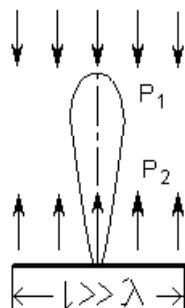


Рис.2.83 Диаграмма переизлучения плоской проводящей пластины.

## *Угловые отражатели*

Угловые отражатели представляют собой жесткую конструкцию, состоящую из взаимно перпендикулярных проводящих граней, механически и электрически соединённых между собой, размеры которых значительно превышают длину падающей радиоволны. Важнейшим свойством угловых отражателей является то, что значительная доля высокочастотной энергии, падающей на них с любого направления в пределах внутреннего угла, отражается обратно в сторону источника облучения. Благодаря этому угловые отражатели даже небольших размеров обладают значительными ЭПР. Интенсивность рассеяния падающих радиоволн зависит от размеров и формы граней отражателя, материала, из которого он изготовлен, и от направления падения волны.

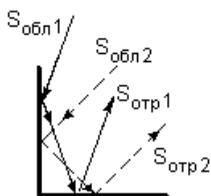


Рис. 2.84 Отражение радиоволн в двухгранном уголковоом отражателе.

Простейший уголкоый отражатель представляет собой двугранный угол (рис.2.84).

Особенность такого отражателя состоит в том, что он, после двукратного отражения от граней, рассеивает основную часть энергии в сторону источника облучения, если она приходит с направления, лежащего в плоскости перпендикулярной ребру. Любые отклонения падающей волны от этой плоскости приводит к резкому снижению уровня обратно отражённого сигнала. Это является значительным недостатком двугранных отражателей.

Для расширения диаграммы обратного рассеяния падающей волны применяют трехгранные уголкоые отражатели, внутренние поверхности которых образуют систему из трёх отражающих граней. При падении на них радиоволн после трехкратного отражения от граней формируется достаточно широкая диаграмма вторичного излучения в двух ортогональных плоскостях.

В зависимости от формы граней различают треугольные (рис.2.85), и круглые уголкоые отражатели (рис.2.86).

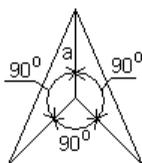


Рис.2.85 Треугольный уголкоый отражатель.

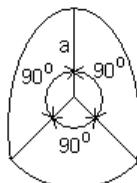


Рис.2.86 Круглый уголкоый отражатель.

Максимальные ЭПР таких отражателей соответственно равны:

$$\sigma_{\Delta} = \frac{4 \pi a^4}{3 \lambda^2} ; \sigma_o = 2 \pi \frac{a^4}{\lambda^2} ; \quad (2.123)$$

где  $a$  – длина ребра отражателя.

Расчёты показывают, что для  $\lambda = 3$  см и  $a = 0,5$  м можно получить следующие значения ЭПР:  $\sigma_{\Delta} \approx 300$  м<sup>2</sup>;  $\sigma_o \approx 400$  м<sup>2</sup>.

Ширина диаграммы переизлучения уголкоых отражателей на уровне половинной мощности составляет примерно 40 – 50°. Для

того, чтобы увеличить сектор переизлучения, применяют несколько угловых отражателей, соединенных между собой и по разному ориентированных в пространстве, как это показано на рис.2.87.

Характеристики комбинированных угловых отражателей имеют особенности, которые необходимо учитывать при их практическом применении. Так при облучении сигналами с круговой поляризацией каждая грань изменяет направление вращения поляризации волны отражённого сигнала на обратное. Поэтому трехгранный угловой отражатель, имеющий нечётное число граней, также изменит вращение вектора электрического поля отражённой волны на обратное и противодействие в этом случае может быть не эффективным.

Для устранения этого явления одну из граней углового отражателя покрывают слоем фазосдвигающего диэлектрика. Это приводит к разложению отражённой волны на две составляющие с круговой поляризацией разных направлений, одно из которых может совпадать с поляризацией падающей волны. Иногда перед угловым отражателем устанавливают поляризационный фильтр, чтобы выделить только одну из составляющих поля.

Другая особенность состоит в том, что в суммарной диаграмме вторичного излучения комбинированного отражателя будут иметь место глубокие провалы на стыках диаграмм отдельных отражателей. Уменьшить такие провалы можно круговым вращением или качанием в пределах небольшого сектора всей конструкции комбинированного отражателя, вследствие чего образуется результирующая диаграмма вторичного излучения, соответствующая усреднённой ЭПР.

Один из вариантов комбинированного углового отражателя УО, вращаемого электродвигателем ЭД, показан на рис. 2.88.

Отражённый сигнал при вращении оказывается промодулирован по амплитуде с частотой  $\Omega_{вр}$ .

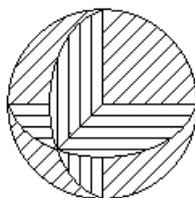


Рис.2.87 Комбинированный многосекторный угловой отражатель.

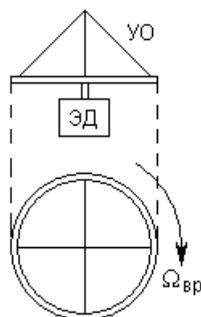


Рис.2.88 Вращение угловых отражателей.

При изготовлении уголкового отражателя необходимо весьма тщательно выдерживать перпендикулярность граней. При отклонении от прямого угла всего на один градус ЭПР отражателя уменьшается примерно в пять раз. Менее чувствительны к погрешностям изготовления уголкового отражателя с треугольными гранями, имеющими большую жесткость граней. Поэтому такие отражатели применяют чаще, несмотря на то, что для получения одной и той же ЭПР требуется материала несколько больше, чем на отражатель с круглыми гранями.

## Линзы Люнеберга

Линзы Люнеберга представляют собой диэлектрический шар с переменным коэффициентом преломления, выполненный из нескольких слоёв диэлектрика (рис. 2.89).

Диэлектрическая проницаемость наружного слоя шара близка к диэлектрической проницаемости воздуха. В последующих слоях она постепенно возрастает. Центральный луч АВ падающей электромагнитной волны не испытывает преломления в линзе, в то время, как траектории остальных лучей искривляются. В результате все лучи фокусируются в одной точке на внутренней стороне сферы, покрытой металлической плёнкой, выполняющей роль рефлектора радиоволн. Отражаясь от плёнки и опять пройдя шар, радиоволны переизлучаются в обратном направлении. Максимум диаграммы переизлучения будет совпадать с направлением прихода падающей волны.

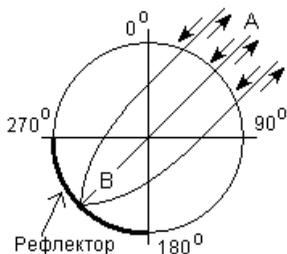


Рис. 2.89 Принцип действия линзы Люнеберга.

Максимальное значение ЭПР линзы определяет следующее выражение:

$$\sigma_{\text{р макс}} = \frac{4\pi^3 R^4}{\lambda^2}, \quad (2.124)$$

где  $R$  – радиус линзы.

Практически ЭПР линзы получается несколько меньше расчётной, вследствие потерь в диэлектрическом материале, однако с по-

мощью таких линз можно имитировать достаточно большие ЭПР при сравнительно малых размерах. Так, с помощью линзы диаметром 60 см можно получить ЭПР, превышающую 150 м<sup>2</sup> на волне  $\lambda = 10$  см, свыше 1800 м<sup>2</sup> на волне  $\lambda = 3$  см и около 7200 м<sup>2</sup> на волне  $\lambda = 1,5$  см.

Ширина диаграммы переизлучения зависит от размеров рефлектора. Так для рефлектора, показанного на рис.2.89, занимающего четверть поверхности сферы, ширина диаграммы переизлучения на уровне половинной мощности составляет примерно 90°. На рис.2.90 приведена диаграмма переизлучения такой линзы.

Для получения всенаправленного переизлучения в какой-либо заданной плоскости (например в азимутальной) применяют рефлекторы в виде металлизированного кольца, как это показано на рис. 2.91. Положение кольца относительно экваториальной плоскости определяет направление максимума переизлучения. Изменяя положение и ширину кольца можно формировать различные диаграммы переизлучения. Максимальная ЭПР в этом случае определяется следующим выражением

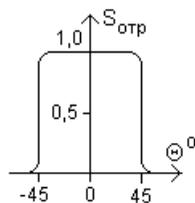


Рис.2.90 Диаграмма переизлучения линзы Льюнеберга.

$$\sigma_{\text{к макс}} = 4\pi \frac{(\pi R^2 - LR)^2}{\lambda^2}, \quad (2.125)$$

где  $L$  – ширина металлизированного кольца.

Линза с металлизированным кольцом имеет несколько меньшую эффективность, чем линза с секториальным рефлектором. Сравнение выражений (2.124) и (2.125) даёт следующий результат:

$$n = \frac{\sigma_{\text{к макс}}}{\sigma_{\text{р макс}}} = \left(1 - \frac{2L}{\pi R}\right). \quad (2.126)$$

Например, если  $L/R = 2$ , то  $n \approx 0,9$ . Следовательно, уменьшение ЭПР линзы с кольцом незначительно.

Ослабление переизлучённого сигнала можно уменьшить, если сплошной металлизированный слой кольца заменить отдельными полосками, наложенными на сферу с небольшим интервалом друг относительно друга под углом 45° к экваториальной плоскости. По-

ляризационные потери мощности в этом случае при ретрансляции сигналов с различными видами поляризации будут составлять не более шести децибел и могут быть скомпенсированы увеличением размеров линзы.

Для получения изотропной диаграммы вторичного излучения применяют линзы с двумя ортогональными решетчатыми кольцами, как это показано на рис.2.92.

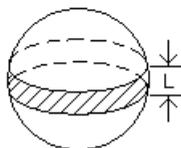


Рис.2.91 Линза Люнеберга с металлизированным кольцом.

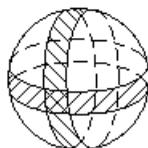


Рис.2.92 Линза Люнеберга с изотропной диаграммой вторичного излучения.

## Переизлучающие антенные решетки

По устройству переизлучающие антенные решетки аналогичны обычным антеннам, применяемым в различных радиоэлектронных системах, но используются в режиме переизлучения принимаемых сигналов (рис.2. 93).

Такой режим получается при попарном соединении элементарных излучателей (1-6; 2-5; 3-4) с помощью линий передачи высокочастотной энергии ВЧЛ. Если оба элемента в такой паре ориентированы одинаково, то радиосигналы, принятые одним излучателем, переизлучаются в обратном направлении другим излучателем и наоборот. Из нескольких аналогичных пар, соединённых линиями

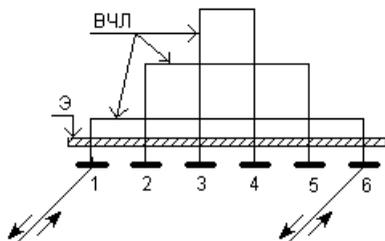


Рис.2.93 Антенная решётка Ван-Атта.

ВЧЛ одинаковой электрической длины и закреплённых на экране Э, составляет антенная решетка Ван-Атта.

В качестве излучателей в решетках Ван-Атта применяют полуволновые диполи, рупорные, диэлектрические и другие антенны. Падающие и переизлучённые волны проходят одинаковый

путь, поэтому максимум диаграммы переизлучения совпадает с направлением прихода волны. По способности фокусировать энергию радиоволн такие решетки подобны трехгранным уголкового радиоотражателям. Максимальная ЭПР такой решетки, составленной из полуволновых диполей, зависит от длины волны  $\lambda$  и количества диполей  $n$

$$\sigma_{\text{макс}} = \pi n^2 \frac{\lambda^2}{4}. \quad (2.127)$$

Переизлучаемый сигнал может быть промодулирован по амплитуде фазовращателями, включёнными в фидерные линии, соединяющие диполи. Сигналы в антенной решетке переизлучаются в обратном направлении, если оси диполей совпадают с поляризацией падающей волны. Выбирая излучатели с определённой поляризацией можно получить решетку с различными поляризационными свойствами. Чаще всего для средств радиопротиводействия решетки рассчитывают на переизлучение радиоволн с любой поляризацией. Для этого диполи располагают на металлическом экране под различными углами. Как правило, каждая пара ориентирована под углом  $90^\circ$  по отношению к соседней паре.

Практически вместо выступающих диполей в таких решетках применяют плоские спирали, нанесённые на диэлектрик методом печати. В этом случае повышается диапазонность решетки, обеспечивается отражение сигналов с любой поляризацией, упрощается технология изготовления, уменьшаются масса и габаритные размеры. Такие решетки имеют более широкую диаграмму рассеяния, чем уголкового радиоотражатели.

Для увеличения интенсивности переизлучаемых сигналов в решетках могут применяться малогабаритные усилители, которые кроме основного назначения используются для формирования сигналов с заданными параметрами с помощью модуляции по амплитуде, фазе или частоте.

Количество излучателей в решетке  $n$ , необходимое для имитации реальных объектов, зависит от габаритных размеров этих объектов и разрешающей способности подавляемой РТС. Например, для имитации объекта с максимальным линейным размером  $L$  и разрешающей способностью РТС равной  $\Delta R$

$$n = L / \Delta R. \quad (2.128)$$

При этом средние ЭПР имитируемого и реального объектов должны быть соизмеримыми.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Перечислите основные требования, предъявляемые к переизлучателям, устанавливаемым на ложные цели.

2. Почему плоские переизлучатели не используют для радиоподавления РТС?

3. Поясните принцип действия уголковых отражателей радиосигналов.

4. Какие виды уголковых отражателей используют в системах радиоподавления?

5. Назовите методы, которые используют для увеличения сектора переизлучаемых радиосигналов уголковыми отражателями.

6. Какими особенностями обладают уголковые отражатели, снижающие эффективность их действия, и какие методы используют для повышения эффективности?

7. Почему уголковые отражатели с треугольными гранями применяют чаще, чем отражатели других типов?

8. Поясните принцип действия линзы Лüneберга.

9. Какие меры применяют для увеличения сектора переизлучения радиосигналов линзой Лüneберга?

10. В чём заключается принцип действия переизлучающих антенных решёток?

11. Какие методы используют для обеспечения антенными решётками переизлучения радиоволн с любой поляризацией?

## **2.9 Снижение эффективной поверхности рассеяния объектов**

### ***Общие сведения***

От величины эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) защищаемых объектов во многом зависят энергетические соотношения, которые необходимо учитывать при разработке методов и средств создания помех. Уменьшение ЭПР даёт возможность пропорционального уменьшения потребных энергетических потенциалов передатчиков помех, потребного количества дипольных отражателей, потребных ЭПР ловушек и их количества и т.д. Кроме того, при снижении ЭПР объекта сокращается дальность его обнаружения.

Значения ЭПР различных объектов определяют их геометрические формы и электромагнитные свойства отражающих поверхностей; соотношение размеров объекта и длины волны сигналов облучения; взаимное пространственное положение защищаемого объекта и облучающего его средства.

Уменьшение ЭПР наиболее эффективно реализуется на этапе проектирования объекта, т.е., когда с самого начала проектирования ставится задача получения малой ЭПР. Попытки уменьшить ЭПР уже существующих объектов, таких как самолёты, вертолёты, корабли и т.п. приводят к менее значительным результатам.

За рубежом в последние годы реализуется широкомасштабная программа по созданию боевых средств с низкими демаскирующими признаками во всех диапазонах электромагнитных волн, включая акустический, радиолокационный, инфракрасный, оптический. Программа получила название «Стелс» (stealth – тайно, скрытно). Суть этой программы состоит в разработке технологии снижения ЭПР боевой техники с единиц и десятков до сотых долей квадратных метров. Работы проводятся в направлении совершенствования форм объектов, использования высокоэффективных покрытий, поглощающих или рассеивающих энергию электромагнитных волн, применения неметаллических композиционных материалов и др.

По технологии «Стелс» разработаны стратегический бомбардировщик *B-2*, тактический истребитель *F-117A*, всепогодный разведчик (фирма «Локхид») и даже патрульный дирижабль. Кроме того, эту технологию предполагается использовать при разработке крылатых ракет, космических летательных аппаратов, надводных и подводных кораблей, автобронетанковой техники и др.

В связи с тем, что радиолокационные станции могут наблюдать ударную волну сверхзвуковых летательных аппаратов на большой дальности, объекты, разработанные по технологии «Стелс», должны двигаться с до звуковой скоростью.

Определённые трудности при реализации технологии «Стелс» вызывает замена металлических конструкций не отражающими композиционными материалами, основными из которых являются:

- высокая стоимость изготовления;
- недостаточная усталостная прочность;
- высокий коэффициент трения;

- относительно малая термостойкость, в результате чего может происходить выгорание материала на сверхзвуковых скоростях;
- ухудшение экранировки бортового электро- и радиооборудования от внешнего электромагнитного излучения и атмосферного электричества.

## ***Выбор малоотражающих форм объектов***

Расчёты и эксперименты показывают, что наименьшей ЭПР обладают конусные поверхности при облучении их со стороны вершины. Плоские поверхности имеют гораздо бо́льшую ЭПР, пропорциональную её площади  $S$  и обратно пропорциональную квадрату длины волны сигналов облучения  $\lambda$

$$\sigma = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2}. \quad (2.129)$$

Летательные аппараты и другие защищаемые объекты имеют сложную структуру. Отражённый от них сигнал представляет собой векторную сумму элементарных полей  $E_i(t)$ , образуемых её отдельными элементами в раскрыве приёмной антенны радиоэлектронного средства на расстоянии  $R$

$$E_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N E_i(t) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R_i}. \quad (2.130)$$

Наибольший вклад в суммарное поле вносят поля сигналов, образованные зеркальным и резонансным переизлучением и ориентированные в направлении на приёмник подавляемой РТС (так называемые блестящие точки).

ЭПР различных объектов уменьшают выбором такой формы их элементов, при которой бо́льшая часть электромагнитной энергии рассеивается в стороны от направления прихода радиоволн. Это, например, шаровые или конусные поверхности, которые могут снижать ЭПР на несколько порядков. Так, если уголкового отражателя и пластина с поверхностью 1 м в диапазоне сантиметровых волн обладают ЭПР порядка 1300 м<sup>2</sup>, то ЭПР конуса (при облучении со стороны вершины) и шара с такими же поверхностями составляют 0,3 м<sup>2</sup> и 1,0 м<sup>2</sup> соответственно. Замена уголкового перехода на эллиптический позволяет уменьшить ЭПР отражающего элемента примерно в 1000 раз.

Для снижения уровня отражённой электромагнитной энергии плоские поверхности часто заменяют гофрированными, трансформирующими зеркальное рассеяние в сторону прихода радиоволны на диффузное.

При разработке конструкций летательных аппаратов для уменьшения их заметности уменьшают площади плоскостей, исключают их пересечение под прямыми углами, заменяют прямые плоскости кривыми, выявляют и устраняют резонирующие элементы, применяют неметаллические композиционные материалы, слабо рассеивающие энергию электромагнитных волн. Воздухозаборники, как правило, размещают наверху и сзади кабины пилотов. Авиабомбы, ракеты, контейнеры с радиоэлектронной аппаратурой (например средствами РЭБ) размещают внутри планера. Аэродинамическая схема самолётов чаще всего представляет собой так называемое «летающее крыло» и не имеет вертикального оперения. Функцию рулей направления выполняют расщепляющиеся щитки, установленные на концах крыла. Для уменьшения радиолокационной заметности сопла двигателей выполняют плоскими.

В качестве примера на рис.2.94 приведено схематическое изображение стратегического бомбардировщика *B-2*, разработанного в США по технологии «Стелс».

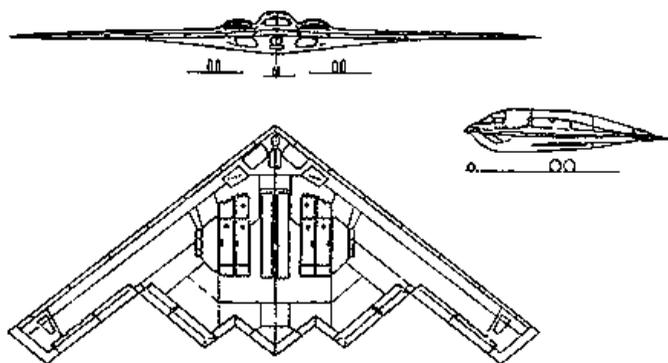


Рис.2.94 Схематическое изображение бомбардировщика *B-2*.

Планер самолёта построен в основном из титановых и алюминиевых сплавов с широким применением углепластиков. Форма *B-2* в плане образована 12 прямыми линиями, что позволяет сконцентрировать все отражения в горизонтальной плоскости в нескольких основных, узких секторах.

Использована так называемая «четырёхлепестковая» схема, при которой параллельные передние и задние кромки корпуса и кромки люков, створок ниш шасси и отсеков двигателей, а также обечаек воздухозаборников формируют X-образное расположение четырёх основных секторов отражения (по два сектора с передней и задней полусфер). С боковых и фронтальных ракурсов самолёт практически не имеет прямых линий и плоских поверхностей. Носок крыла имеет внутреннюю шиповидную радиопоглощающую конструкцию с сотовым наполнителем. Передняя кромка корпуса острая, без изломов, со стреловидностью 33°. Задняя кромка имеет форму двойного W.

Четыре двигателя установлены попарно по обеим сторонам центральной части корпуса. Плавное сопряжение элементов конструкции, минимальное число выступающих элементов и тщательно заделанные щели на внешних поверхностях способствуют изотропному рассеянию облучающих самолёт электромагнитных волн.

Панели остекления кабины пилотов имеют слой с фотореакционной способностью и становятся светонепроницаемыми при световом воздействии ядерного взрыва. Золотосодержащее покрытие остекления не даёт пройти через него радиолокационному излучению.

На наиболее отражающие электромагнитную энергию места корпуса (так называемые «блестящие точки») нанесены противорадиолокационные покрытия.

При сравнительно больших геометрических размерах и значительной массе В-2 (размах крыла составляет 52,4м, площадь несущей поверхности - около 480м<sup>2</sup>, взлётная масса –181,5т) эффективная поверхность рассеяния бомбардировщика, по сведениям иностранной печати, не превосходит 1-5 м<sup>2</sup>.

## ***Применение противорадиолокационных покрытий***

ЭПР защищаемых объектов можно уменьшить нанесением на их поверхность противорадиолокационных покрытий. По принципу работы такие покрытия разделяют на поглощающие и интерференционные.

### **Поглощающие покрытия**

Работа поглощающих покрытий основана на превращении электромагнитной энергии облучающих радиоволн в тепловую. Матери-

ал таких покрытий представляет собой диэлектрики с конечной проводимостью. Электромагнитная волна, проникая в диэлектрик, вызывает появление токов проводимости и смещения, которые обуславливают тепловые потери. Толщину покрытия делают больше длины волны облучающего сигнала, поэтому падающая волна теряет значительную часть энергии прежде чем успеет отразиться от металлической поверхности защищаемого объекта. Отражённая от поверхности объекта волна также ослабляется в поглощающем материале, распространяясь в обратном направлении.

В качестве основы таких покрытий используют стеклотекстолит, пенопласт, различные каучуки. Наполнителями служат магнитные (никель – цинковые ферриты, порошковое карбонильное железо) и не магнитные материалы (порошок графита, угольная и ацетиленовая сажа).

Покрытие хорошо поглощает электромагнитную энергию, если оно согласовано со свободным пространством, т.е. волновое сопротивление на границе «покрытие – свободное пространство» равно волновому сопротивлению свободного пространства. Согласование обеспечивается тем, что внешний слой покрытия выполняют из материала с диэлектрической  $\epsilon$  и магнитной  $\mu$  проницаемостями, близкими к единице. Интенсивность поглощения повышается, если концентрация наполнителя в основе материала увеличивается от внешней поверхности к основанию. Это достигается либо особой технологией пропитки основы поглотителем, либо изготовлением многослойных покрытий, в которых концентрация поглотителя постепенно возрастает (рис.2.95). Чтобы на границах слоёв не возникало паразитных отражений, не допускается резких изменений  $\epsilon$  и  $\mu$  при переходе от слоя к слою, а также от окружающей среды к покрытию.

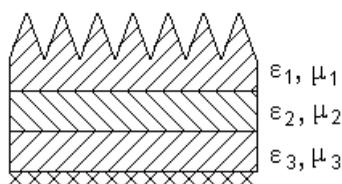


Рис.2.95 Многослойное поглощающее покрытие.

$$\epsilon_1 < \epsilon_2 < \epsilon_3 \quad \mu_1 < \mu_2 < \mu_3$$

С целью увеличения площади взаимодействия покрытия с падающей электромагнитной волной внешнюю поверхность покрытия часто выполняют в виде шипов, имеющих форму конуса или пирамиды (рис. 2.95).

В них электромагнитная волна, последовательно отражаясь от поверхности шипов, значительно

больше соприкасается с покрытием и интенсивнее поглощается. Некоторые шиповидные покрытия снижают интенсивность отражения радиоволн в сантиметровом диапазоне на 90% и более. Интенсивность поглощения зависит от геометрических характеристик шиповидной отражающей поверхности. Это наглядно видно из рис. 2.96, на котором показано два варианта поверхностей: с углом между гранями шипов  $\varphi = 90^\circ$  (рис. 2.96,а) и  $\varphi = 45^\circ$  (рис. 2.96,б).

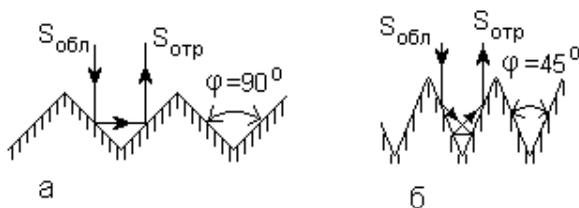


Рис.2.96 Варианты шиповидных отражающих поверхностей.

Некоторые типы поглощающих материалов снижают интенсивность отражения электромагнитной энергии не только в радиодиапазоне, но и энергии световых волн. Это уменьшает вероятность обнаружения и поражения военной техники оружием с оптико – электронными и оптическими системами наведения. В войсках применяются маскирующие покрытия с диффузным рассеянием энергии инфракрасного и видимого излучений, а военная техника окрашивается составами, уменьшающими контраст на фоне земной поверхности или неба, что снижает дальность визуального и оптического обнаружения примерно на 30%.

Для личного состава разрабатывают образцы полевого обмундирования и накидок, имеющие камуфляжную покраску, снижающую дальность обнаружения не только визуально – оптическими, но и инфракрасными средствами. В основном при камуфляжном окрашивании применяют три цвета: зелёный, коричневый и чёрный. Сочетание этих цветов обеспечивает в 1,5 – 2 раза снижение вероятности визуального – оптического обнаружения по сравнению с одноцветной окраской. Поглощающими и рассеивающими электромагнитную энергию веществами покрывают также каски личного состава.

## Интерференционные покрытия

Такие покрытия уменьшают ЭПР защищаемого объекта за счёт взаимного ослабления радиоволн, отражённых от границы раздела «свободное пространство – материал покрытия» и от границы раздела «материал покрытия – поверхность объекта».

На рис. 2.97, иллюстрирующем принцип действия интерференционных покрытий, обозначено: ① – свободное пространство; ② – материал покрытия; ③ – защищаемый объект; ④ – граница раздела «свободное пространство – материал покрытия»; ⑤ – граница раздела «материал покрытия – поверхность объекта».

Материал и толщину покрытия выбирают так, чтобы волны, отражённые от границ разделов, складывались в противофазе (интерференция облучающей  $S_{обл}$  и отражённой  $S_{отр}$  радиоволн), ослабляя суммарную отражённую волну. Для этого толщина покрытия должна удовлетворять следующему условию:

$$L = (2n + 1) \frac{\lambda}{4}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.131)$$

Так как характеристики интерференционных покрытий связаны с длиной облучающей волны, то они эффективны в сравнительно узком участке диапазона радиоволн. Для расширения полосы рабочих частот такие покрытия делают многослойными.

При введении в интерференционные покрытия ферромагнитных веществ с примесью сажи добиваются того, что они обладают и поглощающими свойствами.

Качество интерференционных покрытий характеризуют долей отражённой от них энергии  $P_{отр}$ . Эта доля зависит от угла падения волны  $\varphi$ . На рис.2.98 показана такая зависимость  $P_{отр}, \% = f(\varphi^\circ)$  для одного из типов применяемых для защиты летательных аппаратов покрытий.

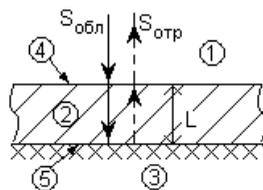


Рис.2.97 К пояснению принципа действия интерференционных покрытий.

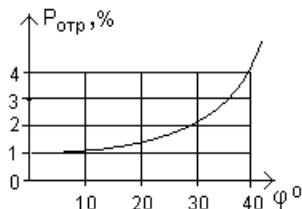


Рис.2.98 Зависимость отражённой от интерференционного покрытия энергии от угла падения электромагнитной волны.

Противорадиолокационные покрытия должны работать в широком диапазоне температур, повышенной влажности, обладать высокими механическими свойствами, устойчивостью к воздействию скоростного набегающего воздушного потока. Наиболее совершенные материалы должны поглощать не менее 99 % мощности падающих радиоволн.

Общим недостатком противорадиолокационных покрытий всех типов является относительно большие масса и габариты. Особенно это относится к широкодиапазонным, многослойным покрытиям. Кроме того, такие покрытия могут снижать аэродинамические характеристики защищаемых летательных аппаратов. В связи с этим покрытия наносят в основном на те места и элементы, которые в наибольшей степени отражают электромагнитную энергию («блестящие точки»). Это стыки и резкие переходы, действующие как уголкового радиотражатели, узкие кромки крыла и воздухозаборников, участки поверхности малой кривизны, например нижняя часть фюзеляжа самолёта, носовые части самолётов и ракет и др.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Что даёт уменьшение эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) защищаемых объектов?
2. Какие факторы определяют ЭПР реальных объектов?
3. Назовите основные направления разработки технологии «Стелс».
4. Перечислите трудности, возникающие при замене металлических конструкций защищаемых объектов композиционными материалами.
5. Какие формы отражающих поверхностей имеют наименьшую ЭПР?
6. На каком эффекте основана работа поглощающих противорадиолокационных покрытий?
7. Какими методами можно увеличить эффективность работы поглощающих покрытий?
8. Поясните принцип действия интерференционных покрытий?
9. На какие части защищаемых объектов наносят противорадиолокационные покрытия?

## **2.10 Изменение свойств среды распространения электромагнитных волн**

### ***Ионизирующие излучения***

Состояние ионизации атмосферы определяет условия распространения электромагнитных волн. При повышении электронной концентрации изменяются скорость распространения, условия отражения, преломления и поглощения волн, что оказывает существенное влияние на работу радиоэлектронных средств различного назначения. Поэтому умышленные локальные изменения ионизации атмосферы относят к методам пассивного радиоподавления.

Концентрацию электронов в атмосфере можно значительно увеличить при высотных ядерных взрывах, вызывающих ионизацию газов атмосферы, а также при сжигании легко ионизирующихся элементов (например, частиц цезия). Ионизация происходит под действием быстро движущихся элементарных частиц (нейтронов, альфа- и бета- частиц), и в результате ионизирующего излучения (гамма- и рентгеновских лучей).

Уровень ионизации, вызванной ядерным взрывом, возрастает с увеличением высоты, так как при этом снижается плотность частиц в газах, свободные электроны реже сталкиваются с ионами и, следовательно, рекомбинируют менее интенсивно. Концентрация электронов остаётся высокой до тех пор, пока вследствие рекомбинации электронов с ионами и взаимодействия с нейтральными частицами восстановится нормальная плотность ионизации. Ядерные взрывы на высотах 400 – 500 км образуют слой с повышенной ионизацией толщиной около 100 км. Нормальная плотность ионизации восстанавливается по истечении длительного времени после ядерного взрыва. Так, после высотного ядерного взрыва мощностью 1Мт нормальная ионизация атмосферы восстанавливается только через несколько часов или даже суток.

Известно, что пространственные радиоволны распространяются на большие расстояния в своеобразном сферическом волноводе, образованном нижней границей ионосферы и поверхностью Земли. Дальность распространения таких радиоволн  $R_{\text{макс } 1}$  (сплошная линия

на рис. 2.99) определяется высотой нижней границы ионосферы  $h_1$ , от которой они отражаются.

При отражении они испытывают сильное поглощение. Дополнительная ионизация, вызванная ядерным взрывом, смещает вниз нижнюю границу слоя ионизации  $h_2$ , что приводит к уменьшению длины пути (пунктирная линия на рис.2.99), а, следовательно, и дальности распространения радиоволн  $R_{\text{макс } 2}$ .

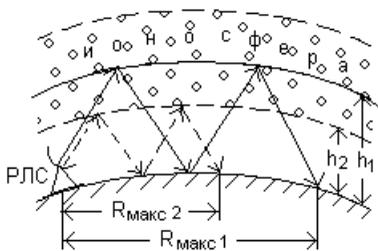


Рис.2.99 Зависимость дальности распространения радиоволн от высоты ионосферы.

Искривляется фронт волны, поскольку в ионизированных областях диэлектрическая и магнитная проницаемости отличаются от нормальных (рис. 2.100). Всё это искажает информацию о координатах целей, приводит к ошибкам наведения управляемого оружия.

Ионизирующие излучения высотных ядерных взрывов могут существенно ухудшить параметры и даже вывести из строя радиоэлектронную аппаратуру вследствие изменения физических и химических свойств её элементов. Под действием радиоактивного излучения изменяются ёмкости конденсаторов, сопротивления резисторов, параметры полупроводниковых приборов и электронных ламп.

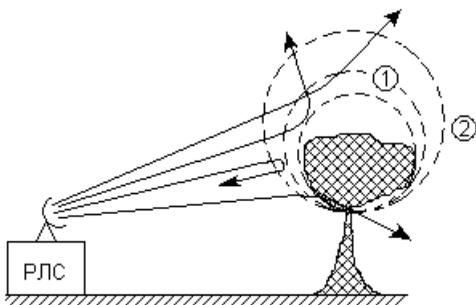


Рис.2.100 Прохождение радиолучей через обла- сти ядерного взрыва: ① -ионизированная об- ласть; ②- область радиолокаци- онной тени.

Прямые и поверхностные вол- ны, использующиеся в радиоло- кации, радионавигации, радио- управлении, при прохождении че- рез область ядерного взрыва зна- чительно ослабляются. Кроме то- го, искривляется фронт волны, поскольку в ионизированных об- ластях диэлектрическая и магнит- ная проницаемости отличаются от нормальных (рис. 2.100). Всё это искажает информацию о коорди-

В процессе ядерных взрывов одновременно с ионизирующим излучением образуются кратковременные электромагнитные импульсы вследствие взаимодействия гамма-лучей с молекулами воздуха атмосферы. Такие импульсы излучаются в широком диапазоне

электромагнитных волн в течение нескольких микросекунд, имея высокую плотность потока мощности, достигающую  $10^6$  Вт/м<sup>2</sup>. Распространяясь в атмосфере, по грунту, проводным линиям связи, линиям электропередачи, газопроводам и т.п., импульсы наводят в них большие токи и напряжения. Токи наводятся также в антенных устройствах и элементах радиотехнических систем. Эти токи способны плавить провода, пробивать изоляцию, повреждать детали, а иногда и поражать обслуживающий персонал.

Ионизация атомов и молекул атмосферы может возникать от действия раскалённых газов, выбрасываемых работающими реактивными двигателями летательных аппаратов. Струя ионизированного выхлопного газа (плазмы) изменяет ЭПР самолёта или ракеты. Энергия сигналов облучающей РТС системы наведения управляемого оружия, отражается одновременно от сопровождаемого объекта Ц и от реактивной струи РС, находящихся в пределах раскрыва диаграммы направленности антенны  $\Theta$  (рис.2.101).

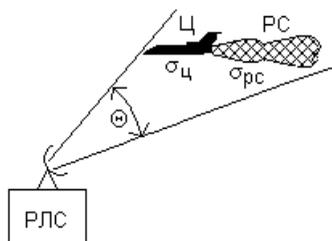


Рис. 2.101 Влияние реактивной струи на сопровождение цели.

В результате сложения отражённых сигналов на входе приёмника РТС получается суммарный сигнал, энергетический центр которого в картинной плоскости диаграммы направленности антенны ЭЦ<sub>Σ</sub> находится между энергетическими центрами сигналов, отражённых от объекта Ц и струи РС (рис. 2.102).

Смещение кажущегося центра вторичного излучения означает, что РТС системы наведения будет определять координаты сопровождаемого объекта с ошибкой  $\Delta$ . Смещение энергетического центра суммарного сигнала определяет следующее соотношение:

$$\Delta = L \frac{\sigma_{рс}}{\sigma_{ц} + \sigma_{рс}}, \quad (2.132)$$

где  $L$  – расстояние между эпицентрами отражения сопровождаемого объекта (цели) и струи в картинной плоскости;  $\sigma_{ц}$  и  $\sigma_{рс}$  - соответственно ЭПР цели и струи.

Ошибка сопровождения  $\Delta$  будет тем больше, чем больше соотношение ЭПР реактивной струи  $\sigma_{рс}$  к ЭПР цели  $\sigma_{ц}$ .

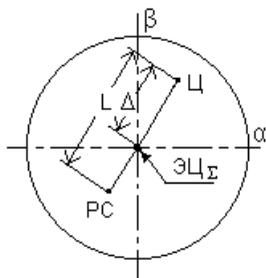


Рис.2.102 Положение энергетических центров цели Ц, реактивной струи РС и суммарного центра ЭЦΣ в картинной плоскости диаграммы направленности антенны.

ЭПР струи зависит от количества и распределения в ней свободных электронов. На образование свободных электронов основное влияние оказывают натрий, калий, цезий, обычно в незначительных количествах имеющиеся в топливах двигателей.

Для увеличения концентрации свободных электронов в топливо двигателей добавляют алюминий. Газообразный алюминий с потенциалом ионизации 5,98эВ непосредственно освобождает весьма мало электронов, однако он резко повышает температуру горения, а концентрация свободных элект-

тронов с увеличением температуры возрастает по экспоненциальному закону. Таким образом, изменяя давление в камере сгорания, содержание алюминия и примесей калия или натрия в топливе, либо вводя в него добавки, способные уменьшать степень ионизации газа в струе, можно управлять величиной эффективной отражающей поверхности струи.

Если следящая РТС расположена в задней относительно сопровождаемого объекта полусфере (в секторе около  $40^0$ ), возможно уменьшение общей отражающей поверхности струи и объекта. В этом случае падающая на струю из задней полусферы электромагнитная волна глубоко проникает внутрь плазменной области и может потерять значительную часть энергии, прежде чем отразится от поверхности объекта. Следовательно, в такой ситуации реактивная струя может выполнять роль поглощающей среды, т.е. является своеобразным экраном для радиосигналов.

## ***Аэрозольные образования***

Пассивное противодействие с помощью аэрозольных образований осуществляют в основном для защиты наземных и надводных объектов от поражения ракетами и авиабомбами с высокоточными оптико-электронными средствами наведения. Однако, уже ряд лет исследуются возможности защиты аэрозольными образованиями летательных аппаратов.

Аэрозоли применяются как для групповой, так и для индивидуальной защиты объектов и представляют собой особый тип рассеиваемых веществ, отличающихся тем, что они образуют газообразные облака частиц, способных отражать, поглощать или преломлять электромагнитную энергию в диапазонах ультрафиолетовых, видимых и инфракрасных волн.

Аэрозольные образования в виде облаков, полос или завес создаются из белого или красного фосфора, нефти, эпоксидных, фенольных, полиэтиленовых смол и других пенообразующих высокомолекулярных веществ. Определённую форму образований из аэрозолей получают распылением их частиц в потоке горячих газов, полимеризацией паров в холодном воздухе или образованием в воздухе пенопласта во взвешенном виде. Для защиты от систем наведения оружия, работающего в диапазоне миллиметровых волн, частицы могут представлять собой очень тонкие вытянутые проводники, тонкие графитовые нити или другие материалы. Хорошими поглощающими свойствами обладает дымообразующее вещество, полученное из четырёххлористого титана. В зависимости от состава компонентов частицы, образующие аэрозольные образования, могут иметь диаметр от одного до 100 мкм. Считается, что для образования аэрозольного облака, обеспечивающего затухание излучений инфракрасных и лазерных средств примерно в 80 раз, необходимо на площади 600 м<sup>2</sup> распылить около 400 г аэрозольных частиц.

Создаются аэрозольные образования с помощью специальных аэрозольных генераторов, шашек, ракет, снарядов, гранатомётных установок и других средств. Основное внимание при разработке методов такой защиты должно уделяться скоростному развертыванию требуемых образований. Время развёртывания не должно превышать нескольких секунд (5–7 с). Полосы аэрозольных образований для защиты атакующих летательных аппаратов могут формироваться заранее, в соответствии с планами боевой операции. Иногда для защиты летательных аппаратов в форсажную камеру двигателей вводят аэрозольное вещество, которое смешиваясь с выпускными газами, образует плазму, ослабляющую энергию лазерного облучения ГСН ракеты.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Вспомните, как влияет состояние атмосферы на условия распространения радиоволн.

2. Какие воздействия могут оказать ядерные взрывы на характеристики ионосферы и на параметры радиоаппаратуры?
3. В чём заключается эффект воздействия ионизированных выхлопных газов реактивных двигателей на работу радиолокационных станций?
4. Какие методы позволяют увеличить ЭПР струи выхлопных газов реактивных двигателей защищаемых летательных аппаратов?
5. Поясните методы создания аэрозольных образований и эффект воздействия таких помех на средства наведения управляемого оружия.

## **2.11 Комплексирование активных и пассивных методов радиоподавления**

### ***Общие сведения***

Комплексное использование методов активного и пассивного радиоподавления средств управления оружием позволяет значительно повысить эффективность защиты различных объектов, в том числе и летательных аппаратов. Оптимизация параметров комплексирования осуществляется с помощью специальных программирующих и вычислительных устройств бортового комплекса защиты.

На вход программирующего устройства поступает информация от различных датчиков, включая приёмник предупреждения об облучении, датчик фиксирующий момент пуска противником ракеты, навигационные устройства, обеспечивающие данными о лётных параметрах защищаемого и атакующих объектов, анализаторы сигналов облучения и др. Одновременно на пункт сбора информации поступают с устройств памяти сведения о типовых средствах угрозы. Всё это совместно обрабатывается бортовой ЭВМ. В результате оценивается степень угрозы различных объектов, определяются приоритеты подавления, формируется оптимальный комплекс активных помех, вырабатывается программа выброса дипольных отражателей, запуска ловушек или других пассивных средств с учётом их наличия на защищаемом объекте.

Одним из наиболее перспективных видов комплексирования является создание перенацеливающих помех, которые формируются пассивными отражателями при облучении их сигналами передатчиков активных помех. Возможны различные варианты создания перенацеливающих помех. Рассмотрим некоторые из них.

## ***Перенацеливание на подстилающую поверхность***

Развитие зенитного радиоуправляемого ракетного оружия привело к тому, что преодоление летательными аппаратами противовоздушной обороны (ПВО) на средних и больших высотах значительно усложнилось и в тактике боевого применения авиации значительное место стало отводиться отработке методов прорыва системы ПВО на малых и предельно малых высотах. Такая тактика позволяет добиться скрытности подхода к атакуемым целям, внезапности нападения.

Соответственно изменились и методы использования активных средств ПВО. Для поражения ЛА при движении его на малых высотах запуск самонаводящихся ракет наземного базирования стал осуществляться под большими углами к горизонту, с последующим пикированием их на цель. Однако в этом случае в раствор диаграммы направленности антенны головки самонаведения (ГСН) ракеты Р кроме сигналов, отраженных от цели Ц, попадают сигналы отраженные от участков подстилающей поверхности (земной или водной), как это показано на рис.2.103, которые могут маскировать сигналы, отражённые от цели.

В ГСН, работающей в режиме непрерывного излучения, обычно используют устройства, осуществляющие селекцию целей по скорости, которые исключают захват на сопровождение сигналов, отраженных от неподвижных объектов, в нашем случае от земной или водной поверхности. Однако, если с помощью аппаратуры, размещенной на защищаемом объекте, осуществить облучение подстилающей поверхности активными помехами ретрансляционного типа, то различие в параметрах сигналов, отраженных от цели Ц и подстилающей поверхности, будет незначительным и ГСН может перейти на сопровождение сигналов, отражённых от поверхности. Рис.2.104 поясняет принцип создания таких помех.

Радиолокационная станция подсвета цели РЛС ПЦ, расположенная на командном пункте КП, производит облучение цели Ц. По сигналам, отражённым от цели, осуществляется

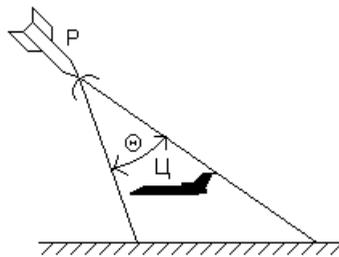


Рис.2.103 Наведение ракеты на низколетящую цель.

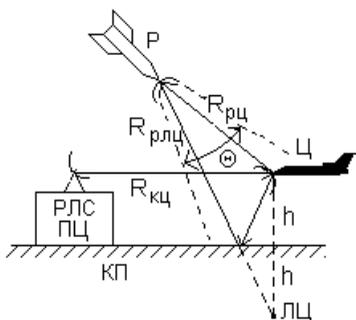


Рис. 2.104 Принцип создания перенацеливающих помех типа «антипод».

наведение ракеты Р на цель. Аппаратура защищаемого объекта принимает сигналы облучения, усиливает их и переизлучает на подстилающую поверхность. Сигналы, отраженные от облучаемой поверхности, будут имитировать ложную цель ЛЦ, направление на которую может значительно отличаться от направления на защищаемый объект.

Это эквивалентно вынесенному дополнительному передатчику помех, зеркально расположенному относительно подсвечиваемой поверхности,

поэтому такую помеху называют помехой типа «антипод».

Механизм воздействия такой помехи рассмотрим на примере работы полуактивной системы самонаведения, использующей амплитудно-фазовый метод пеленгации, в котором равносигнальное направление (РСН) формируется за счёт конического сканирования диаграммы направленности антенны. На рис. 2.105 показано положение защищаемого летательного аппарата Ц и ложной цели ЛЦ в картинной плоскости, т.е. плоскости перпендикулярной РСН. Окружность на рисунке представляет собой след точки, соответствующей максимуму сканирующей симметричной диаграммы направленности антенны. Оба источника вторичного излучения Ц и ЛЦ находятся в пределах апертуры пеленгационной характеристики ГСН и не разрешаются по угловым координатам. Центр окружности соответствует положению РСН.

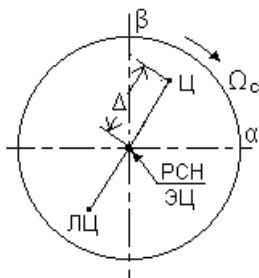


Рис. 2.105 Положение целей Ц и ЛЦ, равносигнального направления РСН и энергетического центра ЭЦ в картинной плоскости диаграммы направленности антенны.

Ц и ЛЦ находятся в пределах апертуры пеленгационной характеристики ГСН и не разрешаются по угловым координатам. Центр окружности соответствует положению РСН.

Система автоматического сопровождения по направлению ГСН в этом случае может перейти на сопровождение так называемого энергетического центра двухточечного источника сигнала (ЭЦ), образованного на входе системы двумя целями, не разрешаемыми по угловым координатам.

Ошибка сопровождения защищаемого объекта будет определяться расстоянием  $\Delta$  между ЭЦ и Ц. По мере сближения может наступить угловое разрешение источников излучения и, при соответствующей энергетике помехового сигнала, произойти перенацеливание системы самонаведения на подстилающую поверхность.

Положение энергетического центра и характеристики отраженных сигналов зависят от параметров системы формирования ретрансляционной помехи, параметров системы самонаведения оружия поражения, взаимного положения и динамики перемещения всех объектов в пространстве, отражающих свойств подстилающей поверхности и ряда других факторов.

Рассмотрим основные требования, которые необходимо выполнить при создании помехи типа «антипод».

Первое требование состоит в том, чтобы уровень сигнала ложной цели на входе подавляемого приёмника ГСН ракеты превосходил уровень сигнала непосредственно отражённого от защищаемого объекта. Величина отраженного подстилающей поверхностью сигнала определяется площадью его формирования, интенсивностью облучающей энергии и коэффициентом отражения. Размеры переотражающей площадки на подстилающей поверхности зависят от ширины диаграммы направленности облучающей антенны передатчика помех, как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях. В свою очередь, мощность сигнала от ложной цели на входе подавляемого приёмника будет определяться размерами области перекрытия, образуемой наложением диаграмм направленности антенны пеленгатора ГСН и антенны передатчика помех. Размеры этой области будут изменяться при изменении дальности между пеленгатором и отражающей площадкой.

Коэффициент отражения радиосигналов от различных поверхностей существенно зависит от угла визирования, длины волны сигналов облучения, типа и физико – химических характеристик подстилающей поверхности.

Кроме того, необходимо учитывать погодные условия и сезонные изменения подстилающей поверхности. Минимальные потери переотражённого сигнала наблюдаются зимой из – за снежного покрова. Ослабление переотражённого сигнала увеличивается по мере таяния снега и увеличения травяного покрова поверхности. Типовые сезонные изменения коэффициента отражения радиоволн сан-

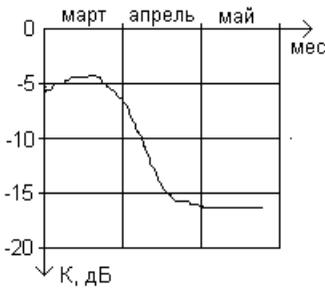


Рис. 2.106 Сезонные изменения коэффициента отражения.

тиметрового диапазона от земной поверхности для средней полосы России показаны на рис.2.106.

Для сравнения количественных характеристик сигналов, отражённых от различных поверхностей, вводят понятие коэффициента отражения  $k_{отр}$ , который равен отношению мощности, переизлучённой в данном направлении  $P_{отр}$ , к мощности, которую переизлучал бы идеально отражающий изотропный излучатель  $P_{отр.и}$

$$k_{отр} = P_{отр} / P_{отр.и}. \quad (2.133)$$

Характерной особенностью морской поверхности является то, что её рассеивающая способность сильно зависит от её состояния и с увеличением волнения возрастает. Кроме того, элементы такой поверхности, отражающие радиоволны, непрерывно перемещаются ветрами и течениями. Это может привести к дополнительному доплеровскому приращению частоты отражённых сигналов.

Необходимый энергетический потенциал передатчика помех  $\mathcal{E}_п$  можно определить следующим образом

$$\mathcal{E}_п = P_{пп} G_{пп} \geq K_п P G \frac{\sigma_ц}{4\pi R_{кц}^2 k_{отр}} \left( \frac{R_{рлц}}{R_{рц}} \right)^2, \quad (2.134)$$

где  $P_{пп}$  – мощность передатчика помех;  $G_{пп}$  – коэффициент усиления передающей антенны;  $K_п$  – минимальный коэффициент подавления;  $P$  – мощность передатчика РЛС подсвета цели;  $G$  – коэффициент усиления антенны РЛС подсвета цели;  $\sigma_ц$  – эффективная поверхность рассеяния цели;  $k_{отр}$  – коэффициент потерь сигнала помехи при его отражении от подстилающей поверхности;  $R_{кц}$  – расстояние между РТС подсвета цели и целью;  $R_{рлц}$  – расстояние между ракетой и ложной целью;  $R_{рц}$  – расстояние между ракетой и целью.

Полный коэффициент усиления ретрансляционного тракта станции помех  $K_{yc}$  определяет следующее соотношение:

$$K_{yc} \geq K_{п} \frac{4\pi\sigma_{ц}}{\lambda^2 k_{отр}} \left( \frac{R_{рлс}}{R_{рц}} \right)^2, \quad (2.135)$$

где  $\lambda$  – длина волны сигналов облучения цели.

Значительную роль в применении перенацеливающих помех играют форма и ориентация основного лепестка диаграммы направленности антенны подавляемой РТС (рис.2.107).

Вероятность попадания подсвеченной поверхности в пределы основного лепестка для веерной диаграммы ② гораздо больше, чем для остронаправленной диаграммы ①. При отклонении траектории движения защищаемого летательного аппарата от предельно низких высот может оказаться, что ГСН

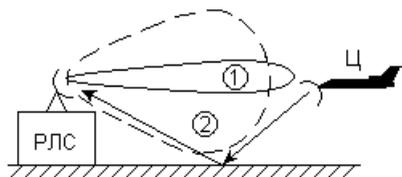


Рис.2.107 Влияние формы диаграммы направленности приёмной антенны подавляемой РЛС на параметры перенацеливающих помех.

сопровождает цель главным лепестком антенны с остронаправленной диаграммой. В этом случае перенацеливающая помеха может быть эффективна при воздействии её через боковые лепестки приёмной антенны подавляемой РТС, однако для этого требуется дополнительное увеличение мощности переотражённого сигнала помехи за счёт увеличения мощности передатчика помех и направленности передающей антенны, через которую излучаются сигналы в сторону подстилающей поверхности.

Для более эффективного воздействия помеховых сигналов на канал автоматического сопровождения по скорости ГСН, необходимо осуществлять модуляцию ретранслируемых сигналов по частоте в диапазоне возможных отклонений доплеровских приращений частоты сигналов, отражённых от подстилающей поверхности и от защищаемого объекта.

Энергию отражённых сигналов можно увеличить, если на подстилающую поверхность вдоль трассы планируемого полёта заранее рассеять дипольные отражатели. Такую операцию осуществляют с помощью беспилотных ЛА, специальных ракет, артиллерийских или миномётных снарядов.

Другое требование заключается в том, что на входе подавляемого приёмника ГСН уровень сигнала помехи, поступающей непосредственно от передатчика помех, должен быть меньше уровня сигнала помехи, переотражённого подстилающей поверхностью. Это требование определяет допустимый уровень паразитного излучения передающей антенны станции помех в направлении на подавляемый приёмник относительно уровня сигнала помехи, излучаемого в направлении подстилающей поверхности

$$\frac{G_{\text{пп}}}{G'_{\text{пп}}} \geq \frac{R_{\text{рлц}}^2}{R_{\text{рц}}^2 K_{\text{отр}}} \mu, \quad (2.136)$$

где  $G'_{\text{пп}}$  – коэффициент усиления антенны передатчика помех в направлении ГСН;  $\mu$  – коэффициент, определяющий допустимую величину превышения помехой уровня проникающего сигнала на входе подавляемого приёмника.

Для реализации этого требования необходимо иметь передающую антенну станции помех с малым уровнем боковых лепестков, чтобы сигналы, излучаемые через боковые лепестки в направлении подавляемой РЛС, были значительно меньше, чем сигналы, отражённые от защищаемого объекта. Это накладывает жёсткие требования к конструкции передающей антенны и размещению её на объекте. При размещении антенны на защищаемом объекте желательно использовать экранирующее действие фюзеляжа летательного аппарата.

### ***Перенацеливание на облака и полосы дипольных отражателей***

Для увеличения эффективности защиты высоколетящих объектов с помощью дипольных отражателей используют ретрансляцию сигналов облучения в сторону облаков или заранее созданных полос таких отражателей. Механизм воздействия таких помех аналогичен перенацеливанию на земную или водную поверхность. Различие заключается в другой пространственной ориентации переизлучаемых сигналов. Все энергетические требования, необходимые для создания помехи типа «антипод», должны быть выполнены и при реализации перенацеливания на облака или полосы дипольных отражателей.

В системах полуактивного наведения оружия облучение цели Ц осуществляет радиолокационная станция подсвета цели РЛС ПЦ (рис.2.108).

Отражённые от цели сигналы содержат информацию, необходимую для управления ракетой Р в процессе её наведения на цель. Аппаратура, размещённая на защищаемом объекте, принимает сигналы облучения  $S_{обл}$  и ретранслирует их с усилением в направлении облаков или полос дипольных отражателей ОД, формируя тем самым сигналы

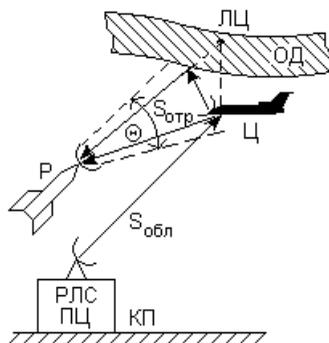


Рис.2.108 Принцип активного перенацеливания ракеты на облако дипольных отражателей.

ложной цели ЛЦ, направление на которую не должно совпадать с линией визирования ракета – цель. Однако, оба источника сигналов должны находиться в пределах раствора диаграммы направленности  $\Theta$  приёмной антенны ГСН ракеты Р. Система наведения в этом случае будет сопровождать энергетический центр суммарного сигнала.

Создавая на входе приёмника ГСН ракеты значительное энергетическое превышение сигналов ложной цели по отношению к сигналам истинной цели, можно вызвать большие ошибки наведения. При наступлении разрешения целей Ц и ЛЦ по угловым координатам в процессе сближения, система самонаведения может перейти на сопровождение ложной цели.

Рассмотрим один из вариантов оптимального комплексирования активных и пассивных средств радиоэлектронной защиты летательных аппаратов.

Предположим, что РТС наведения управляемого оружия сопровождает защищаемый объект по угловым координатам. Создавая активные помехи такой РТС (например, создавая уведящую помеху по скорости или по дальности), можно нарушить режим сопровождения. Факт срыва сопровождения может быть зафиксирован анализатором облучения комплекса РЭБ защищаемого объекта по резкому уменьшению амплитуды сигналов облучения или по изменению других параметров этих сигналов.

РТС, сопровождающая объект, в этом случае переходит в режим повторного поиска и захвата цели. Для этого обычно диаграмма

направленности антенны начинает перемещаться в пространстве в пределах нескольких градусов по азимуту и углу места. В этот момент на устройство сброса дипольных отражателей подаётся команда сброса пачек диполей с темпом, который будет вызывать след, состоящий из дипольных дискретных образований, в каждом радиолокационном элементе разрешения по дальности. Диполи сбрасываются до тех пор, пока не прекратится приём сигналов облучения анализатором, что свидетельствует о прекращении сопровождения защищаемого объекта.

Эффект действия такого способа создания помех усиливается, если защищаемый объект производит манёвр при срыве сопровождения.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какие задачи позволяет решать комплексирование активных и пассивных методов радиоподавления?

2. Поясните принцип создания помех, перенацеливающих самонаводящуюся ракету на подстилающую поверхность.

3. Расскажите об основных требованиях, которые необходимо выполнять при создании помех типа «антипод».

4. Какие факторы влияют на условия отражения радиоволн от подстилающей поверхности?

5. Что характеризует коэффициент отражения радиосигналов от подстилающей поверхности?

6. Как влияет на эффективность перенацеливающих помех форма и ориентация диаграммы направленности антенны подавляемой РТС?

7. Перечислите методы, позволяющие увеличить эффективность помех, перенацеливающих на подстилающую поверхность.

8. В чём заключаются требования, предъявляемые к конструкции антенны передатчика помех?

9. Расскажите о принципе создания и эффективности воздействия помех, перенацеливающих самонаводящиеся ракеты на облака дипольных отражателей.

## **2.12 Перспективы развития средств радиоэлектронного подавления**

Развитие средств радиоэлектронного подавления осуществляется в тесном взаимодействии с развитием радиолокационной техники и характеризуется постоянной технической и научной конфронтацией.

Любое совершенствование радиолокационной техники, связанное с повышением её эффективности, надёжности и помехоустойчивости, вызывает ответную реакцию в области РПД. Разрабатываются новые методы и технические средства, ориентированные на компенсацию или полное устранение преимуществ прогрессивной радиолокационной техники. Разработчики радиолокационной техники, в свою очередь, предпринимают соответствующие меры и совершенствуют свою технику таким образом, чтобы снизить эффективность новых методов и средств РПД. Такую конфликтную ситуацию называют радиоэлектронной борьбой (РЭБ).

Одним из основных направлений развития и совершенствования средств РПД является разработка комплексов РПД с высокой степенью адаптивности, обладающих способностью автоматически в реальном масштабе времени осуществлять анализ радиоэлектронной обстановки, выбор оптимального вида и формы помеховых воздействий на подавляемую РЭС, оценку эффективности действия средств РПД.

Большое внимание в комплексах РПД уделяется имитирующим помехам. Основная опасность таких помех заключается в существенной перегрузке каналов обработки информации в РТС, что затрудняет или делает невозможным обнаружение и захват сигналов цели на автосопровождение. Имитирующие помехи могут воздействовать как по главному лучу диаграммы направленности антенны, так и по боковым лепесткам, если в РТС отсутствуют устройства подавления мешающих излучений, принимаемых по боковым лепесткам. Наличие в РТС автокомпенсаторов помеховых сигналов, принимаемых по боковым лепесткам, не гарантирует защиту от помех, если число источников помеховых излучений превышает число автокомпенсаторов.

Автокомпенсаторы и адаптивные фазированные антенные решётки (ФАР) могут быть подавлены и с помощью нестационарных помеховых сигналов, излучаемых из нескольких точек пространства. Для этого время действия помеховых сигналов должно быть меньше времени переходного процесса в адаптивной системе или в автокомпенсаторе.

К наиболее перспективным способам радиоподавления относятся способы совместного применения маскирующих и имитирующих помех. Исследования показывают, что в подавляемой РТС требуется затратить значительно больше усилий для защиты от помех «сме-

шанного» состава по сравнению со случаем раздельного применения средств маскирующих и имитирующих помех.

Один из путей повышения эффективности радиоэлектронного подавления является разработка методов функционального поражения РЭС. Под функциональным поражением подразумевают нарушение функционирования РЭС при воздействии мощного короткоимпульсного СВЧ–излучения. Средства функционального поражения обеспечивают высокую эффективность вывода из строя автоматизированных систем управления, связи, разведки, контроля, радиоэлектронных систем подрыва боеприпасов и являются важным инструментом наступательной информационной борьбы.

Эффект функционального поражения, определяемый главным образом степенью защищённости элементной базы РЭС от воздействия мощного СВЧ – излучения, слабо зависит от функционального назначения РЭС. Наиболее уязвимыми являются чувствительные элементы входных трактов приёмных устройств РЭС, построенных на основе твёрдотельных полупроводниковых структур. Помеховое излучение проникает как через антенну, так и, минуя её, через технологические щели, люки обслуживания и вентиляционные люки, цепи питания, провода, кабели. Причиной невосстанавливаемых отказов в большинстве случаев является тепловой пробой поражаемых полупроводниковых структур.

Иностранные специалисты отмечают, что разработка и производство средств функционального поражения относится к области ключевых технологий, определяющих уровень оборонной техники современного государства.

Для снижения демаскирующего эффекта при создании активных помех разрабатываются и внедряются специальные помехи, которые называют «не оставляющие следа», т.е. воспроизводимые как неисправности аппаратуры или действие естественных геофизических факторов.

В настоящее время существует устойчивая тенденция повышения роли и удельного веса программного решения задач на всех этапах обработки сигналов с помощью цифровых вычислительных средств, являющихся неотъемлемой частью современных и перспективных РЭС. В связи с этим всё большее значение приобретает проблема информационного подавления таких систем, алгоритмы функционирования которых могут рассматриваться как объекты РЭБ. Преднамеренные воздействия различной физической природы, используе-

мые для снижения эффективности функционирования алгоритмов, реализуемых в вычислительных системах, получили названия алгоритмических. В общем случае к таким воздействиям относятся: несанкционированный доступ к информации, хранящейся в памяти ЭВМ, ввод в программное обеспечение «логических бомб» и вирусов, искажение алгоритмов обработки информации и нарушение логики их применения. Как отмечают специалисты, особенно опасными среди этих воздействий являются вирусы. В связи с важностью алгоритмического воздействия на вычислительные средства можно предположить, что в ближайшие годы будет изменен концептуальный подход к методам радиоэлектронного подавления в плане изыскания и исследования новых видов алгоритмических воздействий и их комплексирование с традиционными видами помех.

Основными тактическими приёмами использования бортовых средств РПД в ходе боевых операций в настоящее время и в ближайшие годы будут являться самозащита и прикрытие.

Самозащита выполняется путём применения индивидуальных средств РПД с целью снижения эффективности или нарушения устойчивой работы систем наведения средств поражения. Для самозащиты аппаратура РПД устанавливается непосредственно на защищаемом объекте. Наиболее распространёнными способами РПД являются использование средств имитации ложных целей, создание шумовых и имитирующих помех, применение средств искажения среды распространения радиоволн, алгоритмические воздействия и т.п. Важное место при организации самозащиты отводится средствам одноразового использования.

Все средства РПД защищаемого объекта объединяются в комплекс индивидуальной защиты, управление которого будет в максимальной степени автоматизировано. Для реализации этого требования будут широко использоваться идеи искусственного интеллекта. Предусматривается, что в типовых ситуациях система будет осуществлять обнаружение и распознавание целей для радиоподавления, их ранжирование по степени угрозы, выбирать цели и способы их подавления, отдавать команды на включение средств активных и пассивных помех, а также уведомлять пилота о непосредственной угрозе самолёту и вырабатывать рекомендации для совершения манёвра.

Тенденция уменьшения ЭПР защищаемых объектов позволяет снижать требуемую для самоприкрытия эффективную излучаемую

мощность передатчиков помех, что, в свою очередь, снижает масса – габаритные характеристики средств РПД, повышает их надёжность, упрощает реализацию многофункциональных режимов работы.

Для повышения скрытности подхода к зоне боевых действий активные шумовые помехи будут создаваться только в крайних случаях и только наиболее угрожающим РЭС. Такие помехи будут создаваться минимально необходимой для самоприкрытия мощностью и с использованием узких диаграмм направленности передающих антенн.

Противодействие головкам самонаведения атакующих ракет на конечном участке их полёта будет осуществляться с широким использованием расходуемых средств РПД, таких как дипольные отражатели, активные и пассивные ловушки, дистанционно – пилотируемые летательные аппараты и др.

Прикрытие осуществляется применением мощных средств РЭБ, устанавливаемых на специальных носителях. В авиации к ним относятся самолёты и вертолёты РПД, применяемые самостоятельно или в составе ударных групп с целью прикрытия от радиолокационного наблюдения боевых порядков ударных самолётов. Типовым способом самостоятельных действий авиационных постановщиков групповых помех является применение их из зон барражирования, размещаемых за пределами огневой досягаемости средств ПВО противника (так называемая «закордонная» помеха). Наиболее перспективным способом концентрации мощности излучаемых помеховых сигналов является применение многолучевых фазированных антенных решёток.

В последние годы на смену традиционным аналоговым способам формирования помеховых сигналов приходят цифровые методы, которые реализуются посредством коммутируемой матричной структуры. Такие методы позволяют осуществлять модуляцию помеховых сигналов, настройку по частоте, калибровку по мощности, определять необходимые моменты излучения помех и т.д. Это означает, что по мере совершенствования средств ПВО нет необходимости создавать новую аппаратуру РПД, достаточно обновить её математическое обеспечение. Алгоритм, по которому выполняются все указанные выше операции, начиная с анализа результатов перехвата радиосигналов и кончая логикой выбора варианта РПД, должен быть построен на методах искусственного интеллекта.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Назовите основные направления развития и совершенствования средств радиоэлектронного подавления.
2. В чём заключается метод функционального поражения РЭС?
3. Поясните эффект воздействия помех «не оставляющих следа».
4. Какие методы используются и разрабатываются для подавления информационных систем?
5. Перечислите характерные особенности самозащиты объектов.
6. В чём заключается отличие метода прикрытия объектов от метода самозащиты?

## **Глава 3 МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

### **3.1 Общие сведения о методах и средствах защиты РЭС**

В реальных условиях эксплуатации на входе приёмных каналов радиоэлектронной аппаратуры, кроме полезных информационных сигналов, всегда присутствуют различные виды помеховых воздействий, классификация которых приведена в главе 2 настоящего учебника. Помехи маскируют полезный сигнал, вызывают его искажения, могут привести к его пропуску при приёме или к образованию ложного сигнала.

Защита от воздействия помех различного вида является актуальной и важной задачей для специалистов разрабатывающих и эксплуатирующих радиоэлектронные системы и комплексы.

Развитие радиоэлектронных средств военного назначения значительно повысило эффективность управления войсками и оружием во всех видах вооружённых сил. Диалектика борьбы мер и контрмер, естественно, привела к возникновению и развитию способов снижения эффективности работы радиоэлектронных средств. Большинство таких способов основано на том, что радиоэлектронные средства могут быть обнаружены по их излучению и им может быть оказано радиопротиводействие (РПД), т.е. противодействие радиотехническими методами путём умышленно создаваемых помех.

Развитие средств и методов РПД вызвало ответную реакцию в виде контррадиопротиводействия, которое обеспечивается комплексом мероприятий организационного и технического характера по защите РЭС от помех. Основной задачей этого комплекса является разработка методов и средств, снижающих эффективность РПД, обеспечивающих возможность получения необходимой информации с помощью радиоэлектронных средств в условиях РПД и затрудняющих противнику организацию и применение средств РПД.

В связи с изложенным одним из важнейших тактических показателей современной РЭС является её помехозащищённость. Она включает в себя понятия о помехоустойчивости и скрытности работы.

Помехоустойчивость характеризует способность РЭС нормально функционировать в условиях наличия на её входе естественных и организованных радиопомех.

Под скрытностью работы РЭС понимают её способность противостоять разведке противником радиосигналов и тем самым затруднить ему формирование преднамеренных помех.

Принципиально защита от естественных, взаимных и организованных помех базируется на отличии структуры и закономерностей изменения параметров, свойственных полезным сигналам и помеховым воздействиям. Она обеспечивается компенсацией радиопомех на входе приёмников, предотвращением перегрузок приёмных каналов, функциональной селекцией, селекцией по различным параметрам сигналов, адаптацией аппаратуры к текущей обстановке, комплексной обработкой используемой информации и многими другими мероприятиями. Некоторые, наиболее часто используемые методы защиты РЭС от помех, рассмотрены в данной главе.

Понятно, что РЭС должна быть защищена от максимально возможного числа создаваемых преднамеренных помех, но в первую очередь необходимо обеспечить защиту от наиболее опасных их видов.

Первой книгой в нашей стране по этой проблеме была книга академика Н.Д.Папалекси «Радиопомехи и борьба с ними», изданная в 1942 г. Большую роль в развитии методов помехозащиты сыграла работа академика В.А.Котельникова «Теория потенциальной помехоустойчивости», которая вышла в 1946 г.

До конца 50-х годов в технической литературе рассматривались главным образом вопросы защиты РЭС от помех естественного происхождения и взаимных помех, рассматривались методы электромагнитной совместимости.

Позже в печати стали появляться работы посвящённые борьбе со специально организованными помехами.

### **3.2 Компенсация радиопомех**

Идея о компенсации радиопомех впервые была высказана академиком Н.Д. Папалекси в его книге «Радиопомехи и борьба с ними». Компенсационный метод используется для защиты от помех, которые поступают с направлений, соответствующих боковым лепесткам диаграммы направленности антенны.

Суть идеи в следующем. Помимо основного приёмника, реагирующего на смесь сигнала и помехи, используется дополнительный (компенсационный) приёмник, антенна которого воспринимает только помехи. Интенсивность помех в основном и компенсационном приёмниках устанавливается одинаковыми, а фазы – противоположными. Структурная схема, поясняющая метод компенсации, приведена на рис.3.1.

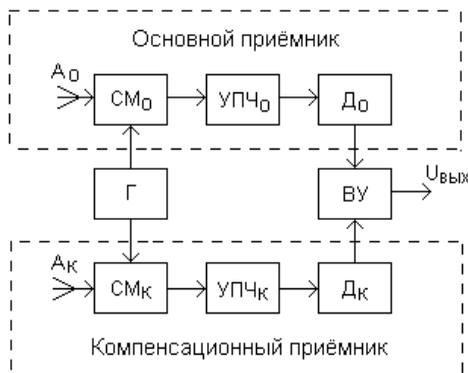


Рис.3.1 Структурная схема приёмника с компенсацией помех.

В состав основного приёмника входят антенна  $A_o$ , смеситель  $СМ_o$ , УПЧ<sub>o</sub> и амплитудный детектор  $D_o$ . Компенсационный приёмник содержит аналогичные элементы, обозначенные на схеме соответствующими символами с индексом «к». Гетеродин  $\Gamma$  и вычитающее устройство ВУ являются общими для обоих приёмников. Компенсация помех осуществляется в вычитающем устройстве при условии, что помеховые сигналы с выходов детекторов  $D_o$  и  $D_k$  начинают действовать в одно и то же время, имеют одинаковые длительности и огибающие. Чтобы выполнить эти условия необходима полная идентичность одноимённых элементов в основном и компенсационном приёмниках, а антенны  $A_o$  и  $A_k$  должны иметь диаграммы направленности, удовлетворяющие таким равенствам:

$$F(\alpha)_k = 0 \text{ при } -\Theta_\Gamma/2 < \alpha < \Theta_\Gamma/2; \quad (3.1)$$

$$F(\alpha)_k = F(\alpha)_o \text{ при } -\Theta_\Gamma/2 > \alpha > \Theta_\Gamma/2, \quad (3.2)$$

где  $\alpha$  – угол, отсчитываемый от направления максимума диаграммы направленности главного лепестка антенны основного приёмника  $A_0$ ;  $\Theta_r$  – ширина диаграммы направленности главного лепестка этой же антенны.

Вид диаграмм направленности обеих антенн показан на рис.3.2.

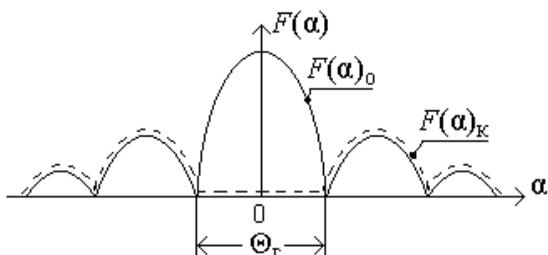


Рис.3.2 Диаграммы направленности антенн основного и компенсационного приёмников.

Отличие от нулевого уровня диаграммы направленности компенсационного приёмника в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны основного приёмника показано условно для наглядности. На рисунке показана идеальная форма диаграммы направленности антенны компенсационного приёмника. Выполнить практически такую форму характеристики весьма сложно. Поэтому для реализации такого вида защиты применяют более простые антенны с круговой (ненаправленной) диаграммой  $F(\alpha)_{к1}$  и с диаграммой, имеющей провал в направлении максимума диаграммы антенны основного приёмника  $F(\alpha)_{к2}$ . Характеристики таких антенн приведены на рис.3.3.

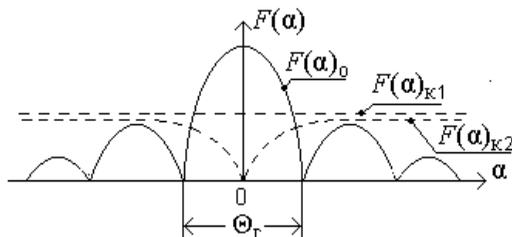


Рис.3.3 Реальные характеристики антенн компенсационного приёмника.

### Вопросы для самоконтроля

1. Поясните принцип компенсации радиопомех.
2. Нарисуйте структурную схему приёмника с компенсацией помех.
3. Какие условия должны быть выполнены для эффективной компенсации радиопомех?
4. В чём заключается различие идеальной и реальных характеристик антенн компенсационного приёмника?

## 3.3 Защита приёмных каналов от перегрузок

Приёмные каналы радиотехнических систем (РТС) при действии радиопомех большой интенсивности могут перегружаться. Особенно опасна перегрузка каналов, в которых полезная информация заложена в параметрах амплитудно-модулированных сигналов. При перегрузке приёмник не реагирует на изменение амплитуды входного сигнала и, следовательно, теряет возможность выделить полезную информационную составляющую сигнала. Перегрузка возможна в любой части приёмника: в усилителе промежуточной частоты (УПЧ), амплитудном детекторе, видеоусилителе. Однако, прежде всего, перегружается последние каскады УПЧ.

Воздействие помех большой интенсивности на приёмные каналы РТС рассмотрены в разделе 2.1 второй главы настоящего учебника.

Для защиты приёмников РТС от перегрузок применяют различные системы автоматической регулировки усиления (АРУ) и логарифмические усилители.

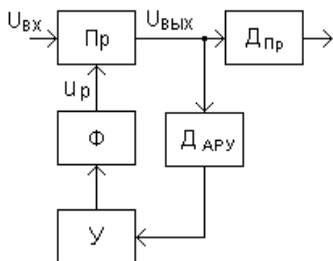


Рис. 3.4 Структурная схема приёмника с АРУ.

Для защиты от умышленно создаваемых помех среди различных видов АРУ чаще всего применяют быстродействующую АРУ (БАРУ). По принципу действия система БАРУ не отличается от классического построения АРУ, однако быстродействие её значительно выше за счёт применения широкополосных фильтров и усилителей в цепи обратной связи.

Упрощенная структурная схема системы АРУ показана на рис. 3.4.

Напряжение  $U_{\text{вых}}$  с выхода линейной части приёмника Пр поступает на детектор основного канала РТС  $D_{\text{пр}}$  и одновременно на детектор АРУ  $D_{\text{ару}}$ . Далее следуют усилитель У и фильтр Ф. Напряжение  $u_p$  с выхода фильтра поступает на регулируемые каскады приёмника для изменения его коэффициента усиления  $k(u_p)$ .

Между напряжениями  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{вх}}$  на выходе и входе приёмника имеет место приближённое соотношение

$$U_{\text{вых}}(t) = k(u_p) U_{\text{вх}}(t). \quad (3.3)$$

Напряжение  $u_p$  можно найти из соотношения

$$u_p = F(\Phi) U_{\text{вых}}(t) k_{\text{ару}}, \quad (3.4)$$

где  $F(\Phi)$  – передаточная функция фильтра;  $k_{\text{ару}}$  – коэффициент передачи детектора и фильтра АРУ.

Уравнения (3.3) и (3.4) в общем случае являются нелинейными и система этих уравнений может быть решена лишь для некоторых частных случаев. Однако, достаточно хорошие для практики результаты можно получить при линейной аппроксимации функции  $k(u_p)$ , как это показано на рис.3.5.

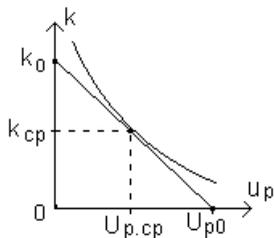


Рис.3.5 Линейризация коэффициента  $k(u_p)$

Линейризация зависимости  $k(u_p)$  осуществлена в точке  $u_p = U_{p0}$ , соответствующей действию на входе приёмника напряжения с амплитудой  $U_{\text{вх},0}$ , равной математическому ожиданию входного напряжения. Тогда

$$k = k_0 - \alpha u_p, \quad (3.5)$$

где  $k_0$  – коэффициент усиления, соответствующий пересечению оси ординат прямой;  $\alpha = \text{tg}\varphi$  – угловой коэффициент касательной.

$$k_{\text{ср}} = k_0 - \alpha U_{p,ср}, \quad (3.6)$$

где  $k_{\text{ср}}$  – коэффициент усиления при  $u_p = U_{p,ср}$ .

Далее рассмотрим применение логарифмических усилителей для защиты приёмных каналов от перегрузок при воздействии помех.

Логарифмические усилители обладают достаточно широким динамическим диапазоном. На рис.3.6 приведена типовая амплитудная характеристика логарифмического усилителя.

При малых сигналах характеристика практически линейная (участок ON)

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_0 u_{\text{ВХ}} \text{ при } u_{\text{ВХ}} < u_{\text{ВХ1}}. \quad (3.7)$$

Далее следует логарифмический участок NM

$$u_{\text{ВЫХ}} = A \log_a(u_{\text{ВХ}}/u_{\text{ВХ1}}) + B \text{ при } u_{\text{ВХ}} > u_{\text{ВХ1}}, \quad (3.8)$$

где  $u_{\text{ВХ1}}$  – входное напряжение, соответствующее переходу от линейного участка к логарифмическому;  $A$  и  $B$  – постоянные коэффициенты.

Основание выбирают заранее в зависимости от требуемых характеристик усилителя. Для получения большого динамического диапазона необходимо выбирать логарифмы с малым основанием. Выбор точки перехода на логарифмический участок обычно производят так, чтобы входное напряжение лежало ниже уровня собственных шумов на величину порядка 20 дБ, при котором практически весь диапазон возможных входных сигналов приходится на логарифмический участок.

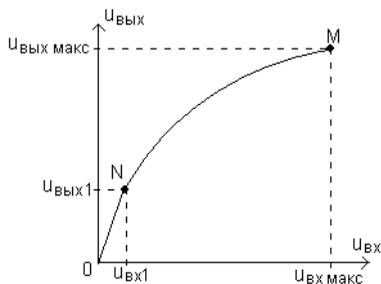


Рис.3.6 Типовая характеристика логарифмического усилителя.

Рассмотрим один из возможных методов реализации логарифмических усилителей, который находит наиболее широкое применение. Это метод последовательного детектирования с последующим суммированием. Структурная схема такого усилителя приведена на рис.3.7.

Схема состоит из нескольких однотипных ячеек. В каждую ячейку входит усилитель  $У_1, У_2 \dots У_n$ , ограничитель  $ОГ_1, ОГ_2 \dots ОГ_n$ , детектор  $Д_1, Д_2 \dots Д_n$  и устройство временной задержки  $УВЗ_1, УВЗ_2 \dots УВЗ_n$ . Временная задержка необходима для компенсации временных запаздываний при прохождении сигналов в предыдущих каскадах ячейки (кроме последней ячейки). Выходное напряжение логарифмического усилителя формируется в результате суммирования напряжений, снимаемых с каждой ячейки. Оно равно

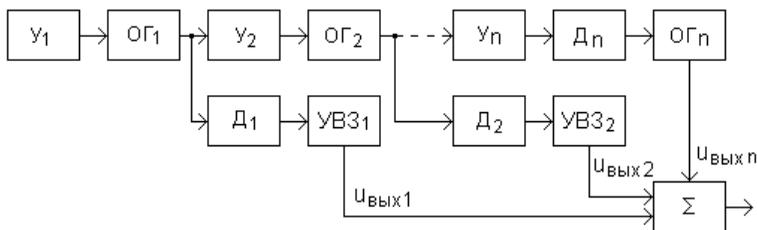


Рис.3.7 Структурная схема логарифмического усилителя.

$$u_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n u_{\text{вых } i} \quad (3.9)$$

При малой амплитуде входных сигналов все каскады усиления работают в линейном режиме и напряжение на выходе  $n$ -й ячейки равно

$$u_{\text{вых } n} = k^n k_d u_{\text{вх}}, \quad (3.10)$$

где  $k$  – коэффициент усиления одного каскада с учётом ограничителя;  $k_d$  – коэффициент передачи детектора.

С увеличением входного напряжения до некоторого уровня  $u_{\text{вх}1}$  (рис. 3.8) наступает ограничение в последней ячейке, в результате этого выходное напряжение последней ячейки остаётся неизменным и равным

$$u_{\text{вых } n} = k^n k_d u_{\text{вх}1} \quad (3.11)$$

При дальнейшем росте входных сигналов происходит ограничение в  $(n-1)$ -й ячейке и постоянные напряжения будут сниматься с  $n$ -й и  $(n-1)$ -й ячеек. Входное напряжение, при котором достигается указанный уровень ограничения, равно

$$u_{\text{вх } 2} = k u_{\text{вх}1} \quad (3.12)$$

Выходное напряжение, снимаемое с  $(n-1)$ -й ячейки, будет равно

$$u_{\text{вых } (n-1)} = k^{(n-1)} k_d u_{\text{вх}2} = k^n k_d u_{\text{вх}1} \quad (3.13)$$

Затем будет достигнут уровень ограничения в  $(n-2)$ -й ячейке и постоянные (и одинаковые) напряжения будут сниматься с трёх ячеек и т.д.

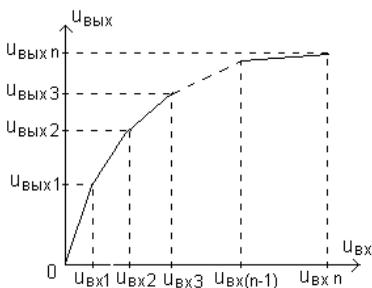


Рис.3.8 Амплитудная характеристика усилителя, показанного на рис.3.7.

Амплитудная характеристика логарифмического усилителя в целом, работа которого рассмотрена выше, приведена на рис. 3.8. Эта характеристика имеет вид ломаной, состоящей из отдельных участков, каждый из которых соответствует определённому числу ячеек, в которых достигнут уровень ограничения.

### **Вопросы для самоконтроля**

1. Какие каскады приёмника в наибольшей степени подвержены опасным перегрузкам?
2. Какие меры применяют для защиты приёмных каналов от перегрузок?
3. Поясните принцип действия автоматической регулировки усиления приёмника (АРУ).
4. Поясните принцип действия логарифмического усилителя.

## **3.4 Цифровые методы передачи информации**

### **Виды сообщений**

По виду сообщения разделяют на непрерывные и дискретные.

Непрерывные сообщения отражают собой непрерывные физические процессы, представляемые величинами, плавно изменяющимися с течением времени (рис.3.9).

Для передачи по каналам связи такие сообщения преобразуются в первичные сигналы, т.е. в соответствующий электрический ток,



Рис.3.9 График непрерывного сообщения.

мгновенные значения которого повторяют исходное сообщение. В качестве преобразователей сообщений не электрической природы используются микрофоны, передающие телевизионные трубки, гироскопы, датчики температуры, давления и т.п.

Дискретные сообщения состоят из отдельных элементов. Содержание передаваемого сообщения отображается совокупностью этих элементов. На входе канала связи эти элементы также отображаются определёнными параметрами электрического тока. Однако в отличие от непрерывных сообщений они могут изменяться скачкообразно, например от нулевого уровня до своего максимального значения (рис. 3.10).

Группы подобных символов образуют слова и числа, несущие полезную информацию, которая заключается в последовательности элементарных сигналов. Например, слова состоят из букв, а буквы можно пронумеровать (русский алфавит содержит 32 буквы). Передача слов в этом случае сводится к

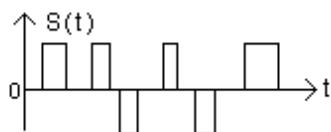


Рис. 3.10 График дискретного сообщения.

передаче чисел, составленных из номеров букв. Расстановка цифр в числе определяет смысловое выражение информационного сообщения (например: 2-1-2-1 и 1-2-2-1). Следовательно, словесные сообщения, представленные в таком виде, можно рассматривать как числовые. Поэтому все сообщения дискретного характера приводятся к числовым сообщениям, т.е. к передаче цифр и системы передачи дискретной информации являются цифровыми системами связи.

В большинстве случаев реальные информационные сообщения, которые передают с помощью радиосистем, являются непрерывными функциями времени. Это речевая информация, изменение угловых координат, дальности, скорости движения объектов, изменения температуры, давления, влажности и т.п. Для того, чтобы обеспечить передачу и приём с помощью радиосистем не только дискретных, но и непрерывных сообщений, возникает необходимость отображения непрерывных сообщений цифровыми образами.

Любое непрерывное сообщение можно представить определённым множеством чисел, например, мгновенными значениями непрерывной функции. При этом необходимо решить, каким должен быть объём этого множества. Так как сообщение представляет собой непрерывную функцию времени, то на первый взгляд может показаться, что для её воспроизведения требуется бесконечно большое число мгновенных значений. Однако, вспомним замечательного французского учёного, физика и математика Жана Батиста Жозефа Фурье, который примерно 200 лет назад доказал, что любую непрерывную

функцию можно разложить на простейшие гармонические составляющие различной частоты, амплитуды и фазы и записал это доказательство в виде математического ряда, который благодарные потомки, не без основания, назвали рядом Фурье. Если произвести обратное действие, сложив некоторую совокупность простейших гармонических колебаний с учётом частот, амплитуд и фаз, можно синтезировать любую сложную функцию. Совокупность этих составляющих называют частотным спектром сигнала и характеризуют разностью максимальной  $F_{\text{макс}}$  и минимальной  $F_{\text{мин}}$  частот гармонических составляющих спектра

$$\Delta F = F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}}. \quad (3.14)$$

При рассмотрении реальных сообщений, спектр которых ограничен, оказывается, что для отражения сообщений достаточно использовать сравнительно небольшое число отсчётов, выбираемых из всего множества мгновенных значений. Физический смысл этого заключается в том, что если самая высокая частота спектра сообщения равна  $F_{\text{макс}}$ , то наибольшая скорость изменения функции будет определяться скоростью изменения этой компоненты. Следовательно, отсчёты значений функции, взятые через временной интервал  $\Delta t$ , соответствующий этой частоте, позволяют отразить все самые мелкие её детали. Более мелких элементов, чем элементы, отражаемые гармоническим колебанием частоты  $F_{\text{макс}}$ , функция не содержит

Этот важный научный факт впервые доказал наш соотечественник академик В.А Котельников, сформулировав такую теорему: «Любая непрерывная функция регулярного или случайного сигнала со спектром, ограниченным полосой частот от нуля до  $F_{\text{макс}}$ , можно однозначно определить последовательностью её мгновенных значений, взятых через интервалы времени  $\Delta t = 1 / 2F_{\text{макс}}$ ». Эту теорему назвали теоремой Котельникова.

Теорема Котельникова представляет собой своеобразный связующий мост между непрерывными и дискретными сообщениями, между системами передачи непрерывных (аналоговых) сообщений и системами передачи дискретной (цифровой) информации. Из этой теоремы следует, что передачу непрерывных сообщений можно свести к передаче чисел, отображающих дискретные значения этих сообщений.

## ***Преобразование сообщений***

Практически передачу непрерывных сообщений цифровыми методами осуществляют путём последовательных операций по дискретизации непрерывных сигналов во времени, квантования дискретизированных сигналов по уровню и последующего преобразования квантованных отсчётов в цифровой сигнал. Техническая реализация такого алгоритма осуществляется с помощью аналого–цифрового преобразователя (АЦП). В приёмном канале линии связи производят обратное преобразование с помощью цифро–аналогового преобразователя (ЦАП).

Рассмотрим процесс аналого–цифрового преобразования. Предположим, что имеется аналоговый сигнал, заданный непрерывной функцией  $S(t)$ , показанной на рис. 3.11,а.

Дискретизация заключается в замене непрерывного сообщения последовательностью его отсчётов путём сохранения мгновенных значений только в детерминированные моменты времени  $t_0, t_1, t_2 \dots$  (моменты дискретизации), отмеченные точками на рис.3.11,а. Промежуток времени  $\Delta t$  между двумя ближайшими отсчётами называется шагом дискретизации. Шаг дискретизации, в общем случае, может быть как постоянным, так и переменным. Его значение обычно выбирают исходя из допустимой погрешности при восстановлении непрерывного сигнала по конечному числу его отсчётов. Предельное значение шага дискретизации определяет теорема Котельникова. Так например, в телефонии верхняя граничная частота каждого канала принята равной 3400 Гц, то отсчёты следует брать с частотой 6800 Гц. Однако для упрощения канальных фильтров была принята стандартная частота дискретизации 8000 Гц.

По сути в результате такого преобразования мы получаем последовательность коротких импульсов, амплитуда которых изменяется по закону передаваемой информации, т.е. последовательность амплитудно – модулированных импульсов (АИМ), показанных на рис.3.11,б (светлые импульсы).

Далее полученный АИМ сигнал подвергается операции квантования, которая состоит в замене отсчётов мгновенных значений сигнала ближайшими детерминированными значениями, ряд которых получают с помощью мер. Часто эти значения называют разрешенными уровнями квантования. Расстояние между двумя ближайшими

уровнями называют ступенью (иногда шагом) квантования ( $\Delta S_k$  на рис. 3.11,б). Различают равномерное и неравномерное квантование. При равномерном квантовании величина ступени квантования берётся постоянной, а при неравномерном – ступень является переменной.

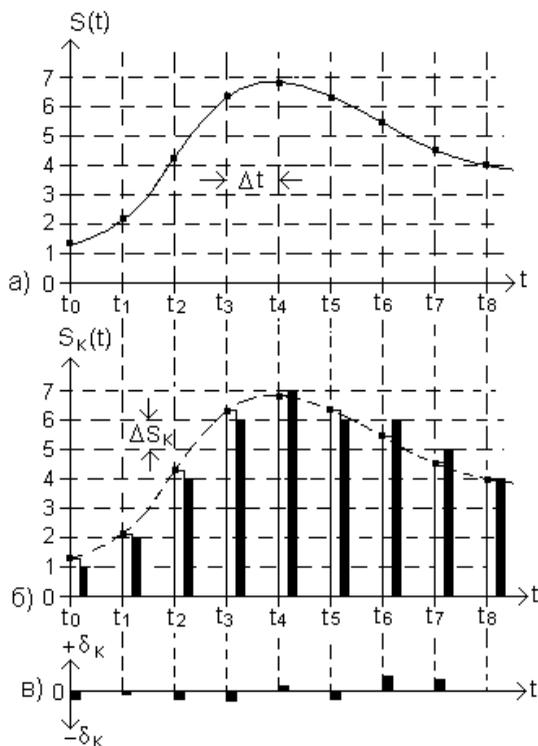


Рис.3.11 Аналого-цифровое преобразование непрерывных сигналов.

Если в момент взятия  $i$  – го отсчёта мгновенное значение непрерывного сигнала  $S(t_i)$  удовлетворяет условию

$$S_{kj} - (\Delta S / 2) \leq S(t_i) \leq S_{kj} + (\Delta S / 2), \quad (3.15)$$

то квантованному импульсу присваивается амплитуда разрешенного уровня квантования (тёмные импульсы на рис. 3.11,б).

Замена непрерывного множества возможных значений передаваемого сообщения дискретным множеством фиксированных значений приводит к погрешности, называемой шумом квантования (рис.

3.11,в). Эта погрешность  $\delta_k$  представляет собой разность между передаваемой квантованной величиной  $S_{kj}$  и истинным значением непрерывного сигнала в данный момент времени  $S(t_i)$

$$\delta_k = S_{kj} - S(t_i). \quad (3.16)$$

Из рис. 3.11,в видно, что ошибка квантования лежит в пределах

$$- (\Delta S / 2) \leq \delta_k \leq (\Delta S / 2). \quad (3.17)$$

Количественные значения в условных единицах мгновенных отсчетов  $S(t_i)$  непрерывной функции (рис. 3.11,а), квантованных величин  $S_k(t_i)$  (рис.3.11,б) и погрешностей квантования  $\delta_k$  (рис.3.11,в) приведены в таблице 3.1

Амплитудная характеристика квантующего устройства при равномерной шкале квантования приведена на рис. 3.12,а. Она имеет ступенчатую форму. При изменении непрерывного сообщения  $S(t)$  и соответствующего ему АИМ сигнала в пределах одной ступени, выходной сигнал остаётся постоянным, а при достижении границы этой ступени он изменяется скачком на величину ступени квантования. При этом погрешность квантования  $\delta_k$  зависит от вида входного сигнала и количества уровней квантования, и представляет собой функцию с большим числом резких скачков. Эта функция показана на рис. 3.12,б.

Таблица 3.1

$t_i$	$S(t_i)$	$S_k(t_i)$	$\delta_k$
$t_0$	1,2	1,0	- 0,2
$t_1$	2,1	2,0	- 0,1
$t_2$	4,2	4,0	- 0,2
$t_3$	6,3	6,0	- 0,3
$t_4$	6,8	7,0	+ 0,2
$t_5$	6,3	6,0	- 0,3
$t_6$	5,6	6,0	+ 0,4
$t_7$	4,7	5,0	+ 0,3
$t_8$	4,0	4,0	0

Из рисунка видно, что частота следования скачков существенно выше частоты исходного сообщения  $S(t)$ , т.е при квантовании происходит расширение спектра сигнала. Это расширение будет тем больше, чем больше число уровней квантования. С другой стороны, уве-

личение числа уровней уменьшает шумы квантования, т.е увеличивает достоверность передаваемой информации. Эти обстоятельства необходимо учитывать при определении параметров РТС ПИ.

Одно из компромиссных решений при оптимизации параметров

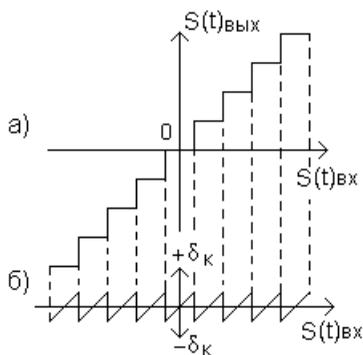


Рис. 3.12 Амплитудная характеристика квантователя.

системы передачи информации является применение неравномерного квантования. Такое квантование, хотя и сложнее в реализации, чем равномерное, довольно часто используется при передаче речевых сигналов. Это объясняется несколькими причинами. Одна из них заключается в том, что распределение мгновенных значений речевых сигналов отлично от равномерного. Как правило, малые значения более вероятны чем большие. Поэтому при равномерном квантовании вероятности попадания

сигнала в различные интервалы квантования также различны. Соответственно неодинаковым является вклад интервалов квантования в общую погрешность квантования. Очевидно, что погрешность квантования можно уменьшить, если ступень квантования брать меньшую для более вероятных значений сообщения и большую для менее вероятных.

Вторая причина заключается в том, что в телефонных системах различие в средних значениях речевых сигналов может достигать 30 Дб и более. Чтобы сохранить разборчивость речи «тихого» абонента, ступень квантования в области малых значений сигнала должна быть небольшой. В области больших значений можно допустить более крупную ступень. Таким образом, вновь приходим к неравномерному квантованию.

Неравномерное квантование чаще всего получают с помощью устройства с нелинейной амплитудной характеристикой, которое называют компрессором. Компрессор сжимает динамический диапазон входных сигналов. Далее осуществляют равномерное квантование. На приёмной стороне производят расширение динамического диапазона до исходного значения с помощью экспандера. Экспандер

имеет амплитудную характеристику, противоположную компрессору, что обеспечивает линейность системы передачи информации.

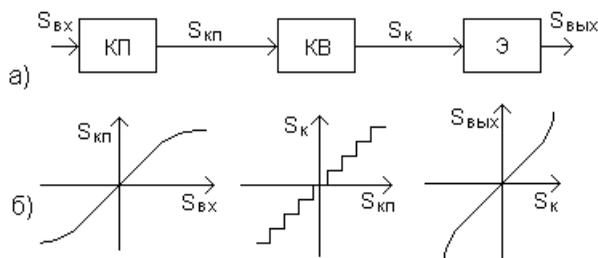


Рис.3.13 Компандирование сигналов.

Совокупность операций сжатия динамического диапазона компрессором и расширения его экспандером называется компандированием сигналов. Структурная схема компандирования приведена на рис. 3.13,а, где обозначено: КП – компрессор; КВ – квантователь; Э – экспандер. На рис. 3.13,б показаны амплитудные характеристики отдельных устройств тракта передачи информации.

## ***Кодирование сообщений***

Полученный после квантования многоуровневый дискретный сигнал можно передавать различными способами. На практике в РТС ПИ для этого чаще всего используют кодовые комбинации, каждая из которых соответствует определённому (разрешенному) уровню квантования, т.е. осуществляется кодирование квантованных сигналов.

Кодом называется конечное множество целых рациональных чисел, сопоставляемых по определённому алгоритму с множеством сообщений. Это математическое понятие. В информационных системах под множеством рациональных целых чисел подразумевается множество (совокупность) дискретных сигналов в виде кодовых комбинаций. Поэтому кодированием называется преобразование дискретных сообщений в дискретные сигналы в виде кодовых комбинаций, а декодированием – обратный процесс однозначного восстановления передаваемых дискретных сообщений.

Любой код имеет следующие основные характеристики:

1. Основание кода “ $m$ ”, равное числу отличающихся друг от друга символов в алфавите (называемых также буквами в алфавите). Простейший число–импульсный код имеет алфавит, состоящий из одних единиц  $m = 1$ . При использовании этого кода любое значение параметра передаваемого сигнала может быть представлено соответствующим числом импульсов. Например, для передачи числа  $n = 100$  необходимо послать 100 импульсов. Все другие коды имеют алфавит, состоящий из двух и более символов, отличающихся друг от друга. В зависимости от значения основания кода  $m$  коды называют двоичными при  $m = 2$ , троичными при  $m = 3$ , десятичными при  $m = 10$  и т.д.

2. Длина кодовой комбинации « $n$ » равна количеству одинаковых или отличающихся друг от друга символов (цифр, элементарных сигналов) в кодовой комбинации. Этот параметр называют также разрядностью кода, длиной слова, значностью кода. Для каждого кода характерно своё множество (набор) кодовых комбинаций, каждая из которых может передавать отдельное дискретное сообщение. Код называется равномерным, если все кодовые комбинации одинаковы по длине ( $n = \text{const}$ ), и неравномерным, если величина  $n$  в коде непостоянна.

3. Число кодовых комбинаций в коде  $N$  (число слов), каждая из которых может передавать своё отдельное сообщение. Это число называют также объёмом кода.

Перечисленные характеристики есть у любого кода и кодовой комбинации независимо от представления кода, физической его реализации или способа передачи и хранения кодовых комбинаций. Эти характеристики связаны следующей зависимостью

$$N = m^n. \quad (3.18)$$

Так с помощью кода значности  $n = 1$  можно составить  $m$  кодовых комбинаций. Двухзначный код позволяет сформировать  $m^2$  комбинаций, трехзначный –  $m^3$  и т.д. Подтверждением сказанному может служить пример десятичного кода ( $m = 10$ ): при  $n = 1$   $N = 10$ , при  $n = 2$   $N = 100$  и т.д.

Кроме рассмотренных обобщённых характеристик, есть характеристики кодовых комбинаций, которые зависят от способа передачи. Так по характеру передачи различают параллельный и последовательный способ передачи отдельных символов кода. При параллельной передаче все символы кодовой комбинации передаются одно-

временно. Каждому разряду выделяется отдельная линия или канал связи.

При последовательной передаче все кодовые комбинации и их элементарные импульсы передаются последовательно во времени по общей линии или каналу связи.

При выборе основания кода в первую очередь необходимо учитывать простоту, экономичность и удобство реализации цифрового представления непрерывных сообщений.

Любое число  $N$  в позиционной системе счисления можно записать в виде ряда, элементы которого представляют собой основание системы счисления  $m$ , в определённой степени, умноженное на весовой коэффициент  $K$

$$N_m = \sum_{i=0}^{n-1} K_i m^i = K_{n-1} m^{n-1} + K_{n-2} m^{n-2} + \dots + K_1 m^1 + K_0 m^0. \quad (3.19)$$

Отдельные позиции элементов ряда в записи числа называются разрядами. Число образуется сложением элементов ряда. Степень основания и порядковый номер весового коэффициента зависят от разряда, т.е. от положения элемента в числе при счёте справа налево по старшинству. Степень основания старшего разряда и наибольший порядковый номер весового коэффициента всегда на единицу меньше, чем количество разрядов, так как счёт разрядов начинается с нулевой степени, а не с первой. Это объясняется тем, что с давних времён в десятичной системе счисления с основанием  $m=10$  используют десять цифр (знаков, символов): 0, 1, 2, . . . 9. Однако, если пронумеровать какие-либо предметы начиная с нуля, то их количество будет на единицу больше, чем номер последнего предмета. Поэтому в бытовой практике предметы (объекты) нумеруют, начиная с единицы, чтобы их количество и нумерация совпадали.

В радиотехнике, электронике, вычислительной технике принято осуществлять нумерацию с нуля, например моменты времени на графиках, параметры электрических величин (амплитуда, фаза, частота), навигационные параметры (расстояние, скорость, угловые координаты) и т.п.

В десятичной системе ряд имеет вид

$$N_{10} = \sum_{i=0}^{n-1} K_i 10^i = K_{n-1} 10^{n-1} + K_{n-2} 10^{n-2} + \dots + K_1 10^1 + K_0 10^0. \quad (3.20)$$

Так, число 5307 запишется следующим образом:

$$5307 = (5 \cdot 10^3) + (3 \cdot 10^2) + (0 \cdot 10^1) + (7 \cdot 10^0) .$$

Среди двоичных кодов наибольшее применение нашел натуральный двоичный код, для которого  $m = 2$

$$N_2 = \sum_{i=0}^{n-1} K_i 2^i = K_{n-1} 2^{n-1} + K_{n-2} 2^{n-2} + \dots + K_1 2^1 + K_0 2^0, \quad (3.21)$$

Так, десятичное число 26 запишется следующим образом:

$$26 = (1 \cdot 2^4) + (1 \cdot 2^3) + (0 \cdot 2^2) + (1 \cdot 2^1) + (0 \cdot 2^0) = 11010.$$

В многовековой практике человека получила распространение десятичная система счисления. Однако в цифровых системах передачи информации наиболее широко используется двоичные системы с основанием  $m=2$ . Важным преимуществом таких систем является сравнительная простота аппаратурной реализации логических операций и арифметических действий, а также устройств для передачи и запоминания сообщений. При реализации двоичной системы требуется всего лишь два элементарных символа - 0 и 1, которые просто и надёжно моделируются с помощью электронных схем. Нуль отображается временным интервалом, в течение которого ток в цепи отсутствует, единица представляется временным интервалом, в течение которого по цепи протекает ток установленного значения.

Техническая реализация преобразования непрерывного сообщения в цифровой код производится с помощью простых релейных элементов, которые могут находиться только в одном из двух устойчивых состояний: 0 и 1. Устройства с большим количеством состояний реализуются гораздо сложнее.

Другим существенным преимуществом двоичных систем является их высокая помехоустойчивость. В таких системах полезная информация закладывается не в величину параметра сигнала, а в факт его наличия или отсутствия, и влияние имеют лишь такие воздействия, при которых нулевой элемент воспринимается как единица, а единица - как нуль. Это может происходить только при действии помех очень большой интенсивности.

С экономической точки зрения важным является то, что в системах, построенных на цифровом принципе, снижаются требования к точности изготовления и стабильности элементов. Кроме того, опе-

рации преобразования непрерывных сообщений в цифровую форму выполняются с применением относительно небольшой номенклатуры типовых логических элементов (И, НЕ, ИЛИ). Это даёт возможность унифицировать узлы и аппаратуру в целом, а также автоматизировать технологические процессы изготовления, сборки и настройки элементов, узлов и систем.

К недостаткам цифровой аппаратуры можно отнести значительное возрастание общего количества используемых в ней элементов, по сравнению с аналоговой аппаратурой. Однако, этот недостаток в значительной степени компенсируется преимуществами цифровых систем.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Дайте определение непрерывных и дискретных сообщений.
2. В чём заключается суть теоремы В.А.Котельникова?
3. Поясните процесс дискретизации непрерывных сигналов.
4. Поясните процесс квантования дискретизированных сигналов.
5. Что представляет собой погрешность квантования?
6. Как выглядит амплитудная характеристика квантующего устройства?
7. С какой целью применяют комбинирование сигналов?
8. Нарисуйте структурную схему и поясните работу устройства комбинирования сигналов.
9. Дайте определение кода.
10. Назовите основные характеристики кода.
11. Из каких соображений выбирают основание кода?
12. Почему в цифровых РТС передачи информации используют двоичную систему счисления?

## **3.5 Защита информации**

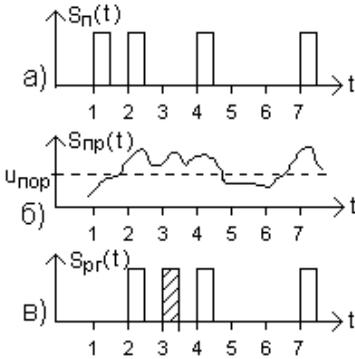
Известно, что прохождение сигналов по каналам связи всегда сопровождается искажениями параметров сигналов. Изменяются амплитуда, форма, фазовые соотношения, временное положение и другие параметры сигналов. Это происходит из-за воздействия помех, шумов, изменений коэффициентов передачи узлов аппаратуры, неравномерности амплитудно-частотных характеристик элементов канала передачи и ряда других факторов.

Несмотря на высокую помехоустойчивость цифровых методов передачи информации искажения параметров сигналов могут вызвать также искажения передаваемой информации. Естественно, что

разработчики РТС ПИ принимают различные меры для уменьшения погрешностей при передаче информации. Рассмотрим некоторые из них.

На рис. 3.14,а в качестве примера показаны импульсные сигналы на выходе передающей части РТС ПИ  $S_{п}(t)$ . Искаженные сигналы на выходе приёмника системы  $S_{пр}(t)$  приведены на рис. 3.14,б.

Для восстановления первоначальных параметров импульсных сигналов на всех ретрансляторных (переприёмных) и оконечных пунктах РТС ПИ устанавливают регенераторы. На вход регенератора подаётся сигнал с выхода приёмной части РТС ПИ (рис.3.14, б). Он равен сумме прошедшего через систему исходного сигнала  $S_{п}(t)$  (рис. 3.14,а) и помех  $\xi(t)$ .



3.14 Искажения сигналов в каналах связи.

$$S_{пр}(t) = S_{п}(t) + \xi(t). \quad (3.22)$$

Анализируя входное колебание, регенератор в каждый тактовый момент  $t_1, t_2, t_3$  и т.д. принимает решение о наличии на его входе суммы сигнала и помехи или только помехи. В первом случае регенератор формирует на выходе прямоугольный импульс  $S_{пр}(t)$ , в котором полностью устранены все искажения формы и временного положения, полученные при прохождении по каналу передачи (рис. 3.14,в). Такое решение принимается, если уровень входного сигнала регенератора оказывается больше некоторого порогового значения  $S_{пр}(t) > u_{пор}$  (тактовые моменты  $t_2, t_3, t_4, t_7$  на рис. 3.14). Если окажется, что  $S_{пр}(t) < u_{пор}$ , то импульс на выходе регенератора не формируется (тактовые моменты  $t_1, t_5, t_6$ , на рис. 3.14).

Вероятность ошибочной регистрации символа при регенерации в большой степени зависит от выбора значения порога  $u_{пор}$ . При регенерации могут быть ошибки двух видов: ложный импульс и потеря импульса. Ложный импульс появляется, если уровень помехи превысит пороговый уровень (тактовый момент  $t_3$  на рис. 3.14). Потеря импульса происходит в том случае, если сумма сигнала и помехи окажется меньше порогового уровня  $u_{пор}$ . (тактовый момент  $t_1$ ).

Для работы регенератора необходимо иметь последовательность тактовых импульсов с частотой  $F_T = 1/T$ , синхронную и синфазную с входным цифровым сигналом, которая формируется на основе этого сигнала.

Многие методы для обнаружения и исправления ошибок, возникающих при приёме из-за воздействия помех, используют так называемую избыточность кодов. Рассмотрим подробнее понятие избыточности кодов.

Обозначим буквой  $M$  максимальное количество сообщений, которое необходимо передавать кодовыми комбинациями. При использовании АЦП эт количество будет равно максимальному числу уровней квантования непрерывного сигнала. Тогда при выборе кода необходимо выполнить условие

$$M < N, \quad (3.23)$$

где  $N$  - число кодовых комбинаций при выбранной разрядности. Число разрядов цифрового кода при этом должно быть равно

$$n = \{\log_m M\}. \quad (3.24)$$

Фигурные скобки означают здесь округление  $n$  до ближайшего целого числа сверху. Так для максимального числа уровней квантования  $M=100$  и двоичного кода

$$n = \{\log_2 100\} = 7,$$

при этом  $N = 2^7 = 128$ ;  $M = 100$ .

Следовательно, условие  $M < N$  выполняется. Из всех  $N = 128$  комбинаций число разрешённых комбинаций  $M$  составляет 100; неиспользуемых комбинаций будет равно  $N - M = 28$ .

Коды, использующие избыточность, называются корректирующими. К таким кодам относится широко применяемая группа кодов, получившая название систематических, у которых каждая кодовая комбинация состоит из  $n_0$  информационных элементов незащищённого (неизбыточного) кода и  $k$  проверочных (корректирующих) элементов, добавляемых с целью обнаружения и исправления ошибок. Общее количество элементов в кодовой комбинации в этом случае равно

$$n = n_0 + k. \quad (3.25)$$

Простейшим примером кода обнаруживающего единичные ошибки является двоичный код с проверкой на чётность. Такой код иногда называют кодом с контролем по паритету. К  $n_0$  информационным элементам двоичного избыточного кода добавляется один проверочный элемент, так что общее число элементов в коде с проверкой на чётность равно

$$n = n_0 + 1. \quad (3.26)$$

Если данная кодовая комбинация содержит чётное число единиц в информационной части, то в конце кодовой комбинации добавляется проверочный элемент нуль. Для кодовых комбинаций с нечётным числом информационных единиц проверочный элемент будет 1.

На приёмной стороне декодирующее устройство контролирует чётность информационных единиц. Если принятый проверочный элемент является нулём, а число принятых информационных единиц чётное, то это разрешённая комбинация, и сигнал поступает на выход декодирующего устройства. Разрешённой комбинацией является и не чётное число информационных единиц, но с проверочным элементом единицей. При этом сигнал также поступает на выход декодирующего устройства. Во всех других случаях проверочное устройство выработывает защитный отказ и запрещает приём кодовой комбинации.

При использовании натурального двоичного кода из-за несовершенства аппаратуры и ряда других причин могут возникать значительные погрешности во время перехода от одного числа к другому. Эти погрешности обусловлены возможным одновременным изменением цифр в отдельных разрядах двоичного числа. Так при переходе от десятичного числа 7 к десятичному числу 8 необходимо одновременно изменить цифры во всех четырёх разрядах двоичного кода. В результате могут возникнуть ложные комбинации, отличающиеся от кода цифры 7 на один, два или три знака.

Для устранения этих трудностей используют разновидность двухпозиционного кода - код Грея. Рассмотрим особенности этого кода.

Преобразование натурального двоичного кода в код Грея осуществляется путём суммирования по модулю 2 разрядов натурального двоичного кода с разрядами той же кодовой комбинации, сдвинутыми на один разряд в направлении большего разряда. Например, преобразование 5-ти разрядной кодовой комбинации натурального двоичного кода в код Грея можно записать в следующем виде:

нат. дв. код

$$K_4 2^4 + K_3 2^3 + K_2 2^2 + K_1 2^1 + K_0 2^0 \\ + \underline{K_4 2^3 + K_3 2^2 + K_2 2^1 + K_1 2^0}$$

код Грея  $K_4 2^4 + (K_3 \oplus K_4) 2^3 + (K_2 \oplus K_3) 2^2 + (K_1 \oplus K_2) 2^1 + (K_0 \oplus K_1) 2^0$  (3.27)

Символ  $\oplus$  означает суммирование по модулю 2.

Как видно из примера, коэффициенты при основании кода Грея связаны с соответствующими коэффициентами натурального двоичного кода следующими соотношениями:

$$K^r_{n-1} = K_{n-1}; K^r_{n-2} = (K_{n-2} \oplus K_{n-1}); \dots K^r_1 = (K_1 \oplus K_2); K^r_0 = (K_0 \oplus K_1); \quad (3.28).$$

Основная особенность кода Грея заключается в том, что любые две кодовые информационные комбинации, соответствующие соседним уровням квантования, отличаются друг от друга только в одном разряде. Это позволяет значительно снизить вероятность возникновения погрешностей, указанных выше, при использовании натурального двоичного кода.

Прохождение информации через цепочку логических операций требует времени, которое тем больше, чем больше длина этой цепочки. Поэтому другой особенностью кода Грея является то, что смена значений элементов в каждом разряде при переходе от одной комбинации к другой происходит вдвое реже, чем в натуральном двоичном коде. Это способствует повышению быстродействия кодирующих устройств.

В таблице 3.2 приведены записи различными кодами натуральных чисел от нуля до 15. В крайней правой колонке таблицы приведена запись натуральных чисел кодом Грея с защитой на чётность.

Дополнительно повысить помехоустойчивость каналов связи, и тем самым повысить достоверность передаваемой информации, можно выбором того или иного метода передачи кодированных сообщений.

При резервах в пропускной способности канала связи применяют метод передачи сообщений с повторением кодовых комбинаций несколько раз и выбор правильной комбинации путём «голосования». Этот метод называют мажоритарным методом (от слов мажор, майор – старший, больший, большинство). Широко применяются двукратное повторение кода и выбор комбинации, которая дважды из трёх повторилась одинаково («голосование» два из трёх). Такой метод передачи кодов требует только один прямой канал связи.

Таблица 3.2

Натуральное число	Натуральный двоичный код		Код Грея		Код Грея с защитой на чётность
	Значение	К-во измен. элементов	Значение	К-во измен. элементов	
0	0000	0	0000	0	00000
1	0001	1	0001	1	00011
2	0010	2	0011	1	00110
3	0011	1	0010	1	00101
4	0100	3	0110	1	01100
5	0101	1	0111	1	01111
6	0110	2	0101	1	01010
7	0111	1	0100	1	01001
8	1000	4	1100	1	11000
9	1001	1	1101	1	11011
10	1010	2	1111	1	11110
11	1011	1	1110	1	11101
12	1100	3	1010	1	10100
13	1101	1	1011	1	10111
14	1110	2	1001	1	10010
15	1111	1	1000	1	10001

Часто применяют метод обратной связи (метод обратного канала), требующий при реализации дополнительного обратного канала. Такие системы разделяют на системы с информационной обратной связью и с решающей обратной связью.

В системах с информационной обратной связью принятый сигнал запоминается и передаётся по обратному каналу на передающую сторону. Иногда такой сигнал называют квитанцией. Здесь он сливается с первичным сигналом, и при искажении посылается команда запрещающая использовать данный сигнал или подтверждающая правильно принятый.

В системах с решающей обратной связью решение о правильности принятого сигнала вырабатывается на приёмной стороне. Для этого используются коды с обнаружением ошибок, и по обратному каналу посылается запрос повторения передачи при обнаружении ошибки. Запрос повторяется несколько раз до приёма неискажённой кодовой комбинации. Обычно при защитных отказах автоматическое повторение осуществляется до трёх раз и, если код не принят, возни-

кает аварийный сигнал. Такие системы часто называют системами с переспросом.

### **Вопросы для самоконтроля**

1. Какую роль выполняет регенератор в линиях связи?
2. Поясните понятие избыточности кода.
3. По каким критериям осуществляют проверку на чётность кодированных сообщений?
4. Как осуществляют преобразование натурального двоичного кода в код Грея?
5. Перечислите основные преимущества кода Грея.
6. Какие методы передачи сообщений позволяют повысить помехоустойчивость каналов связи?

## **3.6 Поляризационная селекция**

Поляризационная селекция основана на различии поляризации полезных принимаемых сигналов и помех. Она используется для борьбы как с естественными, так и организованными помехами.

Поляризация является пространственно – временной характеристикой электромагнитной волны. Она определяет закономерность пространственной ориентации векторов напряженности электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей электромагнитной волны за период несущего колебания. Векторы  $E$  и  $H$  взаимно перпендикулярны и лежат в плоскости перпендикулярной направлению распространения волны. Эту плоскость называют фронтом волны, а направление распространения волны - вектором Умова – Пойтинга и обозначают буквой  $p$ .

Ориентацию всех векторов можно представить в виде комбинации из трёх пальцев правой руки, если прямые большой, указательный и средний пальцы расположить перпендикулярно друг относительно друга. Большой палец будет указывать направление вектора  $E$ , указательный – вектора  $H$ , а средний покажет направление распространения радиоволны, т.е. направление вектора  $p$ . Плоскость ладони будет определять ориентацию фронта волны в пространстве.

Условно поляризацию электромагнитных волн оценивают по ориентации вектора напряжённости электрического поля  $E$ . Полная поляризационная характеристика волны представляет собой проек-

цию кривой, описываемой концом вектора  $E$ , на плоскость перпендикулярную фронту волны, т.е. проекцию годографа вектора  $E$ . Напомним, что годографом называют геометрическое место конца векторной величины при изменении направления вектора.

Различают три основных вида поляризации: линейную, круговую и эллиптическую.

При линейной поляризации пространственная ориентация вектора  $E$  остаётся неизменной, а поляризационная диаграмма представляет собой прямую линию.

Круговая поляризация отличается тем, что вектор  $E$ , имеющий постоянную амплитуду, вращается с постоянной угловой скоростью вокруг направления распространения (вектора Умова – Пойтинга). При этом годограф вектора представляет собой окружность. Период вращения равен периоду высокочастотных колебаний.

У эллиптически поляризованной волны конец вектора  $E$  описывает при вращении эллипс. При этом модуль вектора  $E$  и угловая скорость его вращения претерпевают периодические изменения за период вращения.

Форму эллипса, как известно, характеризуют коэффициентом эллиптичности

$$k_{\text{эл}} = b/a, \quad (3.29)$$

где  $b$  и  $a$  соответственно малая и большая полуоси эллипса.

Значение модуля коэффициента эллиптичности изменяется в пределах

$$0 \leq |k_{\text{эл}}| \leq 1. \quad (3.30)$$

В соответствии с этим эллиптическая поляризация является наиболее общим видом, из которого, как частный случай, могут быть получены линейная (при  $k_{\text{эл}} = 0$ ) и круговая (при  $k_{\text{эл}} = 1$ ) поляризации. В зависимости от направления вращения вектора  $E$  коэффициент эллиптичности имеет тот или иной знак. Если вращение осуществляется по часовой стрелке при наблюдении от источника излучения, то волна называется правополяризованной, если наоборот – то левополяризованной.

Селекцию сигналов осуществляют с помощью поляризационных селекторов. В принципе любой высокочастотный приёмный тракт является поляризационным селектором. Мощность сигналов на выходе такого селектора зависит (при прочих равных условиях) от поляризации приходящей волны.

Рассмотрим наиболее простой случай: приём сигналов антенной линейного типа в виде полуволнового вибратора.

Если вектор  $p$  радиоволны направлен горизонтально, то при вертикальном направлении вектора  $E$  волны называют вертикально поляризованными (рис.3.15).

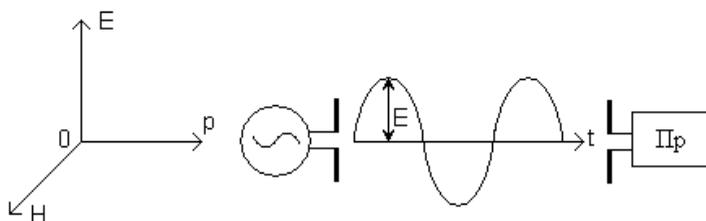


Рис.3.15 Излучение и приём вертикально поляризованных волн.

Такие волны излучаются вертикально ориентированными вибраторами. Для приёма радиоволн необходимо использовать антенну такой же ориентации. Если вектор  $p$  направлен горизонтально, то при горизонтальном же направлении вектора  $E$  радиоволны называют горизонтально поляризованными (рис.3.16). Для передачи и приёма таких волн используют горизонтально расположенные вибраторы.

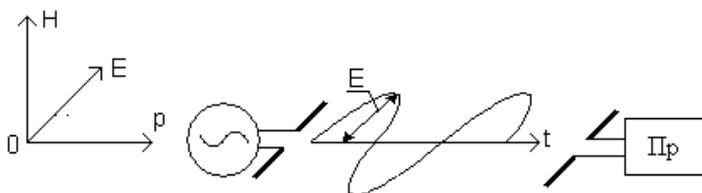


Рис.3.16 Излучение и приём горизонтально поляризованных волн.

В обоих случаях вектор  $E$ , ориентированный параллельно вибратору, создаст в нём разность потенциалов, пропорциональную его величине. Это вызовет движение зарядов в вибраторе, что приведёт к появлению в нём высокочастотных токов.

В случае, когда вектор  $E$  радиоволны ориентирован перпендикулярно к пространственному положению вибратора, разности потен-

циалов не возникает, ток в вибраторе отсутствует, приёма сигналов не происходит. Такую реакцию антенны используют для селекции радиосигналов, имеющих различную поляризацию.

Аналогичные явления происходят и при приёме радиосигналов с помощью апертурных антенн, например в рупорных антеннах.

Рупор это волновод с плавно меняющимся сечением. Это необходимо для улучшения согласования канализирующего высокочастотную энергию волновода со свободным пространством. В рупоре возбуждается волны того же типа, что и в подводящем волноводе. В большинстве случаев в прямоугольных волноводах распространяется поперечно – электрическая волна типа  $TE$ . Для таких антенн справедлив принцип взаимности по поляризации, т.е. поляризационная диаграмма остаётся одинаковой и на передачу и на приём. Такая антенна ведёт себя как поляризационный селектор при приёме радиоволн с различными поляризационными характеристиками.

Часто для селекции используют сочетание антенн с поляризационными фильтрами. Такие фильтры представляют собой набор тонких параллельных металлических пластин или проволочных нитей, расположенных на определённом расстоянии друг от друга. Физические процессы, происходящие в элементах фильтра при воздействии на них электромагнитных волн с различной поляризацией, аналогичны явлениям, происходящим в полуволновом вибраторе. В зависимости от взаимной пространственной ориентации пластин или нитей фильтра и векторов напряжённости электрического и магнитного полей электромагнитной волны, фильтр отражает радиоволны с плоскостью поляризации параллельной осям пластин или нитей и, тем самым, препятствует прохождению сигналов в последующие цепи, или является прозрачным для волн с ортогональной поляризацией.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какие параметры электромагнитной волны определяет её поляризационная характеристика?
2. Что называют фронтом электромагнитной волны?
3. По какому критерию определяют поляризацию радиоволн?
4. Какие виды поляризации радиоволн используют в радиотехнических системах передачи информации?
5. Поясните принцип согласования поляризационных характеристик передающих и приёмных антенн каналов радиосвязи.

### 3.7 Пространственная селекция

#### Общие сведения

Пространственная селекция обеспечивается диаграммами направленности антенных устройств (ДНА). Чем уже ДНА и меньше уровень боковых лепестков, тем выше пространственная селекция. Однако, сужение ДНА связано с увеличением масса–габаритных характеристик антенных устройств, что не всегда удастся реализовать, особенно на малоразмерных носителях.

Особенно важно осуществлять пространственную селекцию в системах наведения управляемого оружия. В таких системах наведение осуществляется по угловым координатам с помощью следящего пеленгатора (системы автоматического сопровождения по направлению АСН). В системах самонаведения пеленгатор размещают на управляемом ЛА (например на ракете). Малые размеры носителя не позволяют разместить большую антенну с узкой ДНА. Поэтому в относительно широкую ДНА могут попадать несколько объектов групповой цели (рис.3.17).

В этом случае используют дополнительное селекторное устройство ДСЦ, позволяющее значительно повысить пространственную селекцию целей.

Пеленгатор совместно с дополнительным селектором образуют так называемый радиовизир цели. По виду используемых сигналов различают радиовизир системы с непрерывным и импульсным излучением. Принципиально такие радиовизир различаются используемыми методами дополнительной селекции целей.

В системах с непрерывным излучением в качестве таких селекторов используют следящий фильтр (систему автоматического сопровождения по скорости АСС), позволяющий селектировать цели, попадающие в раствор ДНА, по различию доплеровских приращений частоты принимаемых сигналов, а в системах с импульсным излучением применяют следящий дальномер (систему автоматического сопровождения по дальности АСД), осуществляющий разрешение це-

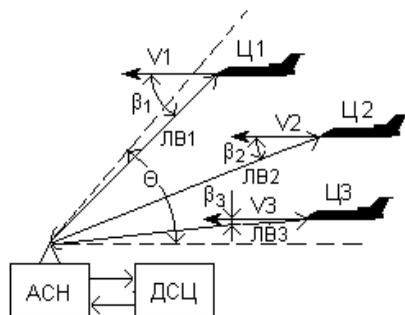


Рис.3.17 Групповая цель в растворе ДНА.

лей по разности расстояний между пеленгатором и отдельными целями.

Построение и принцип действия радиовизиров зависит от принятого метода пеленгации источников излучения. В системах самонаведения, как правило, используют равносигнальные методы пеленгации, которые обладают более высокой точностью определения угловых координат объектов по сравнению с другими методами. Более простой технической реализацией и относительно малыми масса – габаритными характеристиками обладают амплитудно – фазовые пеленгаторы.

### Радиовизир системы самонаведения с непрерывным излучением

На рис. 3.18 приведена упрощенная структурная схема одного из вариантов технической реализации радиовизира системы полуактивного самонаведения, работающей в режиме непрерывного излучения.

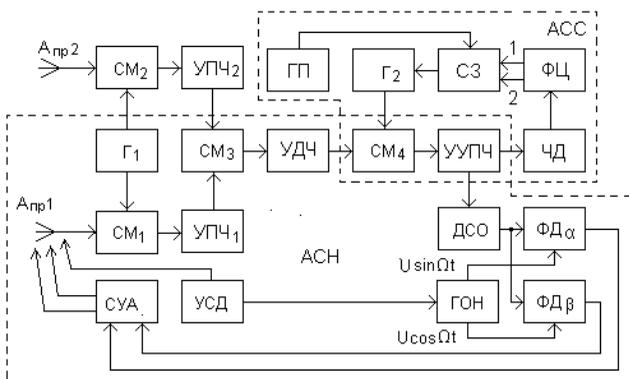


Рис.3.18 Структурная схема радиовизира системы самонаведения с непрерывным излучением

Полуактивные РТС являются двухпозиционными системами. Приёмник и передатчик в таких системах расположены в различных местах пространства или на различных объектах. Примером полуактивной РТС является система наведения тактических ракет в комплексах ПВО (рис. 3.19).

Передатчик системы П, расположенный на командном пункте КП, производит облучение цели Ц  $S_{обл}$ , а приёмник пеленгатора, извлекающий информацию о цели из отражённых сигналов  $S_{отр}$ , размещён на ракете Р. Аппаратура ракеты принимает также опорный сигнал  $S_{оп}$  от передатчика командного пункта. Определение «командный пункт»

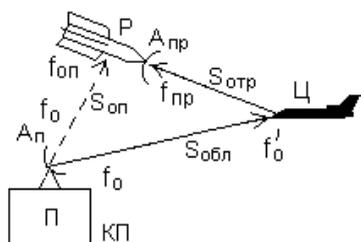


Рис.3.19 Полуактивная РТС.

обозначает обобщённое понятие места взлёта или пуска или старта летательного аппарата, управляемого радиотехнической системой. Командный пункт может находиться на земле или на каком-либо носителе, например, надводном судне, самолёте-ракетоносце. Передатчик такой системы часто называют станцией подсвета цели СПЦ.

Как видно из схемы рис. 3.18, радиовизир включает в себя два канала: канал АСН, т.е. следящий пеленгатор, и канал дополнительной селекции целей по скорости, канал АСС. Принцип действия амплитудно – фазового пеленгатора, составляющего основу канала АСН, подробно рассмотрен в разделе 1.6 настоящего учебника. Отличие пеленгатора радиовизира заключается в том, что выходы фазовых детекторов устройства преобразования координат  $\Phi Д_а$  и  $\Phi Д_в$  подключены не к индикаторам, а к системе управления антенной СУА. Эта система поворачивает антенну в азимутальной и в угломестной плоскостях таким образом, чтобы автоматически осуществлялось постоянное совмещение равносигнального направления РСН с линией визирования сопровождаемой цели.

Дополнительная селекция целей по скорости с помощью канала АСС основана на использовании эффекта доплеровского приращения частоты сигналов  $F_д$ , отражённых от движущихся целей

$$F_д = f_0 \frac{V_ц}{c} \cos \beta = \frac{V_ц}{\lambda} \cos \beta, \quad (3.31)$$

где  $f_0$  – частота сигналов облучения цели;  $\lambda$  - длина волны сигналов облучения;  $c$ - скорость распространения радиосигналов;  $\beta$  – угол между направлением вектора скорости цели  $V_ц$  и линией визирования ЛВ цели пеленгатором радиовизира (рис. 3.17).

Система АСС (рис. 3.18) по сути представляет собой узкополосный следящий фильтр с автоматической подстройкой частоты принимаемых сигналов. Это понятие несколько условное, так как собственно избирательным по частоте элементом является узкополосный усилитель промежуточной частоты УУПЧ, который имеет фиксированную настройку, а перестраивается по частоте лишь гетеродин  $\Gamma_2$ .

В исходном состоянии, когда на входе радиовизира нет сигналов, система работает в режиме поиска. В этом режиме гетеродин  $\Gamma_2$  с помощью управляющего напряжения генератора поиска ГП периодически перестраивается по частоте. Управляющее напряжение, изменяющееся по линейному закону, поступает на гетеродин через схему захвата СЗ. На рис.3.20 показано эквивалентное представление схемы захвата СЗ в виде коммутатора КОМ релейного типа и распределение управляющих сигналов.

Поиск осуществляется в диапазоне доплеровских приращений частоты входных сигналов. Этот диапазон определяется возможными значениями скорости сближения ракеты Р и цели Ц. Ориентировочно его можно определить из следующих соображений (рис. 3.19).

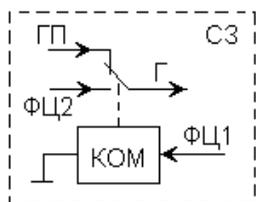


Рис. 3.20 Эквивалентная схема захвата системы АСС.

Передатчик П системы полуактивного самонаведения, расположенный на командном пункте КП, излучает сигналы облучения цели  $S_{обл}$  с частотой  $f_0$ , осуществляя т.н. «подсвет» цели. Если бы приёмник

сигналов находился на цели Ц, то на его входе действовал бы сигнал с частотой

$$f'_0 = f_0 + F_{дц} , \quad (3.32)$$

где  $F_{дц}$  – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения цели.

Цель отражает сигналы с частотой  $f'_0$ . Приёмник системы АСН, расположенный на ракете Р, принимает отражённые от цели сигналы  $S_{отр}$  с частотой

$$f_{пр} = f'_0 + F_{дц} + F_{др} , \quad (3.33)$$

где  $F_{др}$  – доплеровское приращение частоты сигнала за счёт движения ракеты.

Одновременно на дополнительный канал ГСН ( $A_{пр2} - CM_2 - УПЧ_2$ , рис.3.18) поступают опорные сигналы  $S_{оп}$  от передатчика с КП. Так как расстояние между КП и управляемой ракетой Р увеличивается, то опорный канал принимает сигналы передатчика с частотой

$$f_{оп} = f_0 - F_{др} . \quad (3.34)$$

Сигналы обоих каналов, принятые антеннами  $A_{пр1}$  и  $A_{пр2}$ , преобразуются по частоте в смесителях  $CM_1$  и  $CM_2$ , усиливаются в  $УПЧ_1$  и  $УПЧ_2$  и поступают на  $CM_3$ , на выходе которого образуются колебания с разностной (доплеровской) частотой, пропорциональной скорости сближения ракеты с целью

$$f_{пр} - f_{оп} = f_0 + F_{дц} + F_{дц} + F_{др} - f_0 + F_{др} = 2(F_{дц} + F_{др}) = F_d \quad (3.35)$$

Возможные значения этой частоты, зависящей от скоростей движения ракеты и цели, определяют границы поиска по частоте в системе АСС.

Сигналы с частотой  $F_d$  усиливаются в усилителе доплеровских частот УДЧ и подаются на вход смесителя  $CM_4$  системы АСС. На второй вход  $CM_4$  поступают колебания гетеродина  $\Gamma_2$ .

В процессе поиска, когда разность частот перестраиваемого гетеродина  $\Gamma_2$  и сигнала с частотой  $F_d$  будет находиться в пределах полосы пропускания УУПЧ, сигнал с разностной частотой  $f_p$ , полученный на выходе смесителя  $CM_4$

$$f_p = f_{г} - F_d, \quad (3.36)$$

проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (цепь ФЦ<sub>1</sub> на рис. 3.20), которая останавливает поиск и переводит систему АСС в режим сопровождения целей по доплеровской частоте. В этом случае управление частотой гетеродина осуществляется напряжением, поступающим с выхода частотного детектора ЧД (цепь ФЦ<sub>2</sub>).

Переходная характеристика ЧД (рис. 3.21) представляет собой нечётную

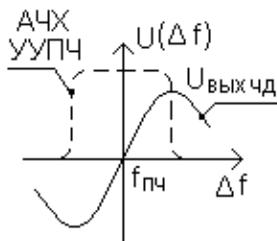


Рис. 3.21 Переходная характеристика частотного детектора.

функцию выходного напряжения от рассогласования  $\Delta f$  частоты разностного сигнала на выходе  $СМ_4$   $f_p$  и средней частоты настройки УУПЧ  $f_{пч}$

$$u_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f), \quad (3.37)$$

где  $\Delta f = f_p - f_{пч}$ .

Пунктиром на рис.3.21 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение через ФЦ (цепь ФЦ<sub>2</sub>) и СЗ изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение ЧД при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится, и система будет работать в режиме устойчивого сопровождения принимаемых от цели сигналов по частоте.

Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается интегрирующими устройствами формирующей цепи ФЦ.

Из рис.3.18 видно, что на вход детектора сигнала ошибки ДСО поступают сигналы, несущие информацию об угловых координатах цели, с выхода узкополосного усилителя промежуточной частоты УУПЧ. Благодаря высокой избирательности этого усилителя по частоте на систему автоматического сопровождения по направлению эта информация будет поступать только от одной цели, выбранной для сопровождения по скорости. Сигналы от других целей, находящихся в пределах диаграммы направленности антенны  $A_{пр1}$ , но имеющие другие значения доплеровского приращения частоты (рис.3.17), через УУПЧ не пройдут и не окажут влияния на работу системы АСН, основного канала радиовизира.

## **Радиовизир системы самонаведения с импульсным излучением**

Упрощенная структурная схема радиовизира системы работающей в режиме импульсного излучения показана на рис. 3.22.



$A_{пр1}$ , не проходят через приёмный канал и, следовательно, не оказывают влияние на работу углового координатора. Таким образом, наведение по направлению осуществляется только на те цели, которые захватывает и отслеживает система сопровождения по дальности (АСД). Формируемый системой АСД импульсный сигнал, который открывает на короткое время приёмный канал пеленгатора, часто называют стробом дальности.

Рассмотрим работу системы АСД в составе радиовизира ГСН. Временные диаграммы сигналов в некоторых точках структурной схемы радиовизира приведены на рис. 3.23.

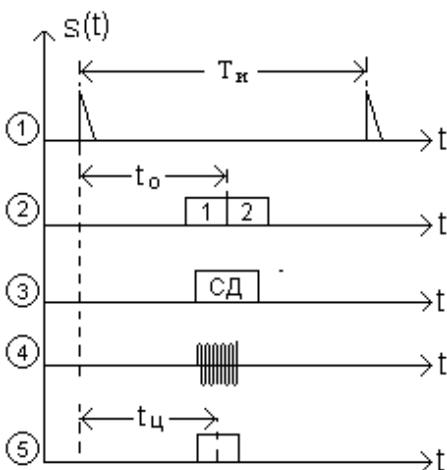


Рис. 3.23 Вид сигналов в радиовизире

В системах с полуактивным самонаведением передатчик расположен на командном пункте, поэтому для нормальной работы системы АСД на борту управляемого летательного аппарата установлен дополнительный приёмник сигналов синхронизации, передаваемых с командного пункта ( $A_{пр2}$  – ПСС).

Синхроимпульсы, формируемые на выходе ПСС (график 1 на рис.3.23), через схему временной задержки СВЗ запускают генератор селекторных импульсов ГСИ. На выходе ГСИ

формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 2). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизации в схеме временной задержки СВЗ, которая в свою очередь определяется управляющим напряжением, подаваемым через схему захвата СЗ. Вид управляющего напряжения зависит от режима работы системы АСД.

В режиме поиска, когда на входе приёмника нет отраженных от цели сигналов, управляющее напряжение поступает от генератора поиска ГП.

Чаще всего это линейно изменяющееся напряжение, под воздействием которого селекторные импульсы плавно перемещаются по оси времени от минимального значения, соответствующего мини-

мально возможной дальности действия системы, до максимального значения, определяемого максимальной дальностью действия системы.

Одновременно с селекторными импульсами изменяет своё временное положение строб дальности, который вырабатывает устройство формирования сто́ба УФС (график 3). Строб дальности, подаваемый на УПЧ, открывает приёмный канал пеленгатора на время своего действия. Как только строб дальности совпадёт по времени с принятым отражённым от цели сигналом (график 4), сигнал пройдёт через УПЧ, амплитудный детектор АД и видеоусилитель ВУ (график 5) на схему захвата СЗ.

Схема захвата отключает генератор поиска ГП от управления временной задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временного различителя ВР.

Время задержки отражённого сигнала на входе ГСН в любой момент времени будет зависеть от взаимного расположения объектов, участвующих в самонаведении (рис.3.24).

Ориентировочно оно будет равно

$$\tau \approx \frac{R_{кц} + R_{рц} - R_{кр}}{c}, \quad (3.38)$$

где  $R_{кц}$ —расстояние командный пункт КП—цель Ц;  $R_{рц}$ —расстояние ракета Р—цель;  $R_{кр}$ — расстояние командный пункт ракета;  $c$ —скорость распространения радиоволн.

Угол  $\beta$  между линиями визирования цели  $R_{кц}$  и ракеты  $R_{кр}$  по мере удаления ракеты от командного пункта и сближения её с целью будет уменьшаться и при ориентировочных расчётах его можно не учитывать.

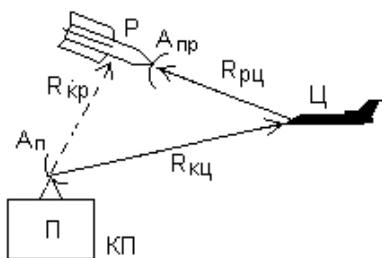


Рис. 3.24 Определение времени задержки входных сигналов

Выходное напряжение временного различителя ВР зависит от взаимного расположения на временной оси принятого сигнала, отражённого от цели, и двух селекторных импульсов.

Если середина принятого от цели сигнала точно совпадает с осью симметрии селекторных импульсов, то управляющее

напряжение на выходе различителя отсутствует. При появлении временного рассогласования

$$\Delta t = t_o - t_{ц}, \quad (3.39)$$

как это показано на укрупнённых графиках 2 и 5 на рис. 3.25, возникает управляющее напряжение. Величина и знак этого напряжения определяются величиной и знаком временного рассогласования. С этой целью переходная характеристика временного различителя выбирается нечётной функцией временного рассогласования (рис. 3.26).

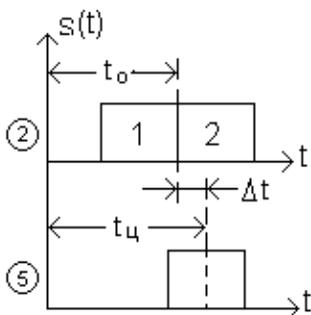


Рис. 3.25 Временное положение селекторных импульсов и видеосигнала цели

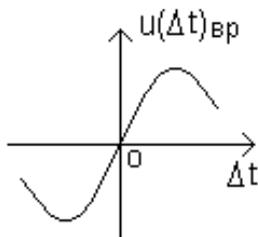


Рис. 3.26 Переходная характеристика временного различителя

Управляющее напряжение через формирующую цепь ФЦ и схему захвата СЗ поступает на схему временной задержки запуска селекторных импульсов СВЗ. Это напряжение сфазировано таким образом, чтобы оно, изменяя временную задержку селекторных импульсов, уменьшало бы временное рассогласование  $\Delta t$ . При точном сопровождении цели выходное напряжение временного различителя близко к нулю, поэтому формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

## Угловое стробирование

Повышение разрешающей способности РТС по угловым координатам при действии помех можно осуществить с помощью угло-

вого стробирования и специальной обработки сигналов в приёмном канале.

Сущность метода рассмотрим на примере защиты моноимпульсного пеленгатора при действии на него мерцающей помехи, создаваемой из двух точек пространства (рис. 3.27).

При отсутствии помехи определение угловых координат пеленгатором системы наведения, например цели Ц1, осуществляется сравнительно точно и сигналы рассогласования в следящей системе практически отсутствуют. Как только начинает работать передатчик помех, расположенный вне пеленгуемой цели (Ц2 на рис. 3.27), величина сигнала рассогласования резко возрастает. Это фиксируется амплитудным селектором и используется для выключения следящей системы угломерного канала. В момент окончания работы передатчика помех на Ц2 сигнал рассогласования уменьшается, следящая система снова включается и осуществляется сопровождение выбранной цели.

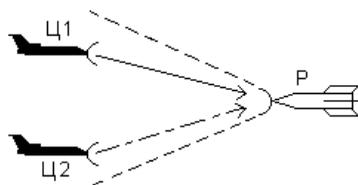


Рис.3.27 Угловое стробирование.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Какие характеристики радиосистем обеспечивают пространственную селекцию целей?
2. Зачем в РТС самонаведения используют дополнительную пространственную селекцию целей?
3. Из каких элементов состоит радиовизир цели?
4. Какие виды пеленгаторов используют в радиовизирах ГСН?
5. Поясните принцип действия системы АСС.
6. Поясните принцип действия системы АСД.
7. Какую роль выполняет строб дальности в системе АСД?
8. Почему переходную характеристику временно/го различителя выбирают в виде нечётной функции временно/го рассогласования?

## **3.8 Амплитудная селекция**

Амплитудная селекция позволяет выделить полезные сигналы из помех по различию их интенсивности. В тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала значительно превышает амплитуду помехи, се-

лекцию осуществляют с помощью ограничения снизу, как это показано на рис. 3.28.

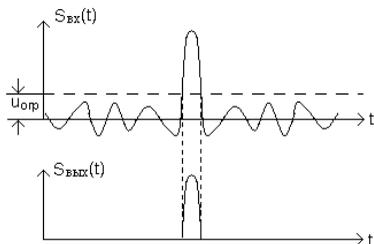


Рис.3.28 Ограничение сигналов от помех снизу.

Часто применяют метод накопления сигнала, который сводится к тому, что решение о наличии сигнала принимается не сразу после его поступления на вход приёмника, а спустя некоторое время. Величина этого времени выбирается так, чтобы можно было выявить статистические свойства помехи, но при этом

не должны заметно изменяться измеряемые параметры, например,

навигационные параметры, такие как угловые координаты объектов, скорость движения и т.п.

Накопление импульсных сигналов осуществляют с помощью сумматоров, а в системах с непрерывным излучением сигналов – с помощью интеграторов.

Применение таких методов значительно уменьшает эффективность шумовых помех. Это объясняется тем, что накапливаемые сигналы являются когерентными, а шумы суммируются энергетически.

В качестве примера на рис. 3.29 приведена структурная схема одного из вариантов реализации метода накопления импульсных сигналов, а на рис. 3.30 графики сигналов в различных точках этой

схемы.

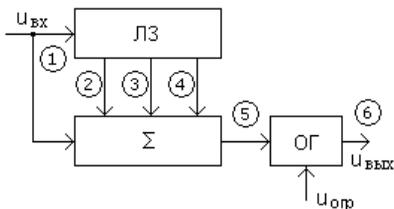


Рис.3.29 структурная схема устройства накопления импульсных сигналов.

Устройство включает в себя линию задержки ЛЗ, сумматор  $\Sigma$  и ограничитель ОГ. Линия задержки рассчитана на задержку заданного для селекции количества периодов следования входных импульсных сигналов.

$$T_{ЛЗ} = n T_{и} \quad (3.40)$$

Отдельные участки линии, имеющие выводы, задерживают импульсы на один период их следования

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 \dots \tau_n = T_{и} \quad (3.41)$$

Накопление импульсных сигналов в течение  $n$  периодов их следования улучшает отношение мощностей сигнала и шумовой помехи в  $n$  раз на выходе сумматора  $\Sigma$  по сравнению с тем, что имеет место на его входе.

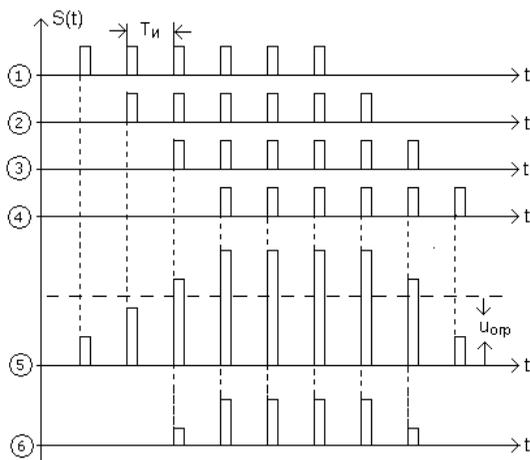


Рис.3.30 Графики сигналов в различных точках схемы.

### Вопросы для самоконтроля

1. С какой целью осуществляют амплитудную селекцию сигналов?
2. Что даёт применение метода накопления сигналов?
3. Поясните принцип действия устройства накопления импульсных сигналов.

## 3.9 Временная селекция

Для защиты от помех в системах с импульсным излучением часто применяют временную селекцию принимаемых сигналов. Такая селекция основана на различии сигналов и помех по длительности импульсов, по периоду их следования, по временному положению принимаемых сигналов.

Селекция импульсов по длительности позволяет принимать сигналы, время действия которых лежит в заранее заданном диапазоне, причём могут селективироваться импульсы, длительность которых меньше заданной величины, превосходит её или равна ей. С точки

зрения защищённости наибольший интерес представляют устройства, селективирующие импульсы заданной длительности.

На рис. 3.31 представлена структурная схема одного из вариантов такого устройства.

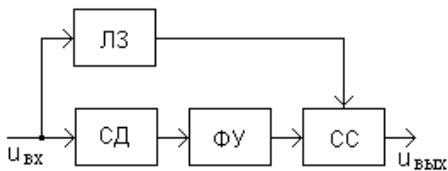


Рис.3.31 Структурная схема устройства селекции импульсов заданной длительности.

Последовательность импульсов, подлежащих селекции, поступает на вход селектора длительности СД. Выходной импульс селектора фиксирует появление на его выходе только импульсов заданной длительности. Эти импульсы запускают формирующее устройство ФУ, создающее стандартный импульс, длительность которого соответствует значению, заданному для селекции.

Последующая схема совпадений пропускает на выход импульсы, подлежащие селекции, которые поступают через линию задержки ЛЗ на другой вход схемы совпадений. Задержка этих импульсов осуществляется на время, равное временной задержке в селекторе длительности СД и в формирующем устройстве ФУ.

Такая схема обеспечивает неискажённую передачу селективируемых импульсов. Если сохранения формы импульсов не требуется, то схема упрощается и будет состоять только из двух каскадов: селектора длительности СД и формирующего устройства ФУ (рис.3.32).

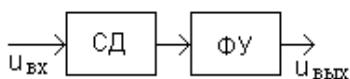


Рис.3.32 Структурная схема упрощенного варианта устройства селекции импульсов.

Основным элементом в рассмотренных вариантах устройства селекции является селектор длительности импульсов СД. Рассмотрим его работу.

Структурная схема селектора приведена на рис. 3.33, а на рис. 3.34 показаны графики сигналов в различных точках этой схемы.

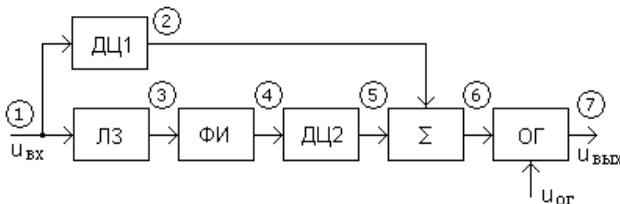


Рис.3.33 Структурная схема селектора длительности импульсов.

На графике ① показаны два входных импульса с различной длительностью. Будем считать, что длительность первого импульса соответствует значению, заданному для селекции. Оба эти импульса поступают на дифференцирующую цепь ДЦ1 и линию задержки ЛЗ. В результате дифференцирования каждого входного импульса получаем по два коротких разнополярных импульса (график ②).

Задержка входных импульсов в ЛЗ осуществляется на время, заданное для селекции (график ③). После линии задержки импульсы изменяют свою полярность в фазоинверторе ФИ (график ④) и вторично дифференцируются (график ⑤). Далее в сумматоре происходит суммирование во времени всех выходных импульсов ДЦ1 и ДЦ2 (график ⑥). Как видно из графика для входного импульса, длительность которого равна времени задержки в ЛЗ, происходит суммирование по значению выходных импульсов ДЦ1 и ДЦ2, которые совпадают по времени. Амплитудный ограничитель ОГ выделяет суммарный импульс, величина которого превышает порог ограничения  $u_{огр}$  (графики ⑥ и ⑦).

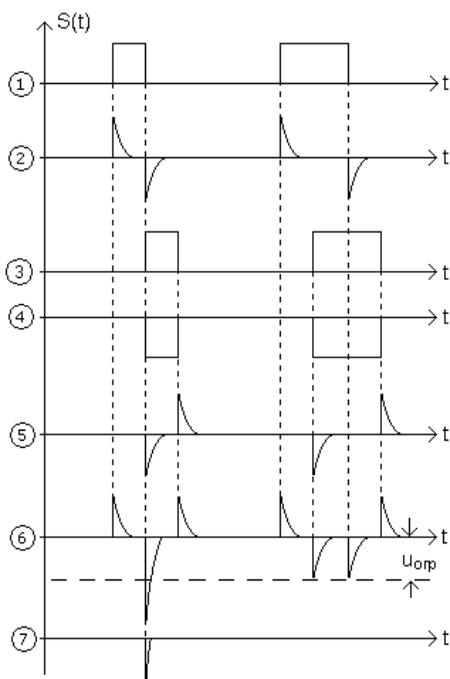


Рис. 3.34 Графики сигналов в различных точках схемы.

Таким образом, выходной импульс селектора фиксирует момент появления на входе устройства селекции импульсов заданной длительности. На любой импульс другой длительности (второй импульс на графике ①) устройство селекции реагировать не будет.

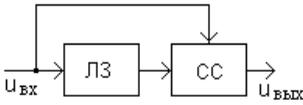


Рис.3.35 Структурная схема устройства селекции импульсов по периоду их следования

$T_{и}$ , и схемы совпадения СС. Такое устройство будет пропускать на выход только те импульсы, период следования которых равен величине задержки в ЛЗ.

Для повышения селективных свойств таких устройств используют также схемы многократного совпадения с последовательным или параллельным включением линий задержки импульсных сигналов. Структурные схемы таких устройств приведены на рис. 3.36 и рис. 3.37 соответственно.

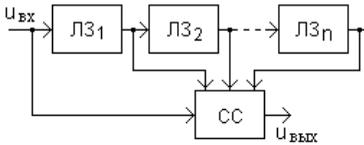


Рис.3.36 Устройство селекции с последовательным включением линий задержки.

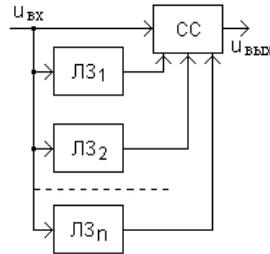


Рис.3.37 Устройство селекции с параллельным включением линий задержки.

При последовательном включении каждая линия задержки обеспечивает задержку на одинаковое время, равное периоду следования импульсов.

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 \dots \tau_n = T_{и} \tag{3.42}$$

При параллельном включении каждая последующая линия задерживает импульсы на время большее на один период их следования, чем предыдущая линия.

$$\tau_1 = T_{и}; \tau_2 = 2T_{и}; \dots \tau_n = n T_{и} \tag{3.43}$$

Селекция сигналов по временному положению осуществляют с помощью систем автоматического сопровождения объектов по дальности. Принцип действия такой системы подробно рассмотрен в разделе 3.6 главы 3 настоящего учебника.

Основное назначение такой селекции заключается в отпирании приёмника следящей системы по угловым координатам только на время прихода сигналов, отраженных от выбранной на сопровождение цели. Всё остальное время приёмник закрыт и сигналы от других целей, находящихся в растворе диаграммы направленности приёмной антенны, не проходят через приёмный канал и, следовательно, не оказывают влияние на работу углового координатора. Импульсный сигнал, формируемый следящей дальномерной системой и открывающий на время своей длительности приёмный канал пеленгатора, называют стробом дальности.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Поясните принцип действия селектора импульсных сигналов по длительности.
2. Нарисуйте структурную схему устройства селекции импульсов по периоду следования и поясните её работу.
3. С какой целью и как осуществляют селекцию сигналов по временному положению?
4. Как называют импульсный сигнал следящего дальномера, открывающий приёмный канал пеленгатора на время своей длительности?

## **3.10 Частотная селекция**

Частотная селекция основана на различии спектров полезного сигнала и помех. Она обеспечивается максимально возможным сужением полосы пропускания приёмных каналов и изменением частотных параметров излучаемых сигналов.

Возможности сужения полосы пропускания определяются стабильностью работы различных генераторов системы. Это относится к стабильности частоты несущих колебаний передатчика, стабильности частоты гетеродина приёмного канала, стабильности частоты модулирующих сигналов, стабильности работы устройства, управляющего сканированием диаграммы направленности антенны и др. Методы используемые для стабилизации работы генераторов весьма разнообразные. Это применение АПЧ, ФАПЧ, кварцевых резонато-

ров, термостатирования, различных компенсаторов, использование высокостабильных элементов и т.д.

Методы второго вида частотной селекции противоречивы первым методам. К изменению частотных параметров относится изменение несущей частоты передатчика, изменение частоты следования импульсных сигналов (вобуляция частоты следования), изменение частоты сканирования диаграммы направленности антенны и ряд других.

Известны несколько способов изменения частоты несущих радиосигналов. Простейший из них заключается в использовании двух приёмно – передающих каналов, настроенных на различные частоты. Каналы работают попеременно. Переключение осуществляется по заранее заданной программе или с помощью специальных схем анализа, фиксирующих наличие помех в приёмном тракте.

Другой способ заключается в непрерывном изменении рабочей частоты системы по заданному закону. В системах с импульсным излучением часто применяют изменение несущей частоты от импульса к импульсу.

Наряду с положительными качествами таких методов, они имеют существенные недостатки, которые заключаются в трудности реализации когерентной обработки принимаемых сигналов. Особенно это сказывается в системах селектирующих движущиеся цели с использованием доплеровского приращения частоты. Кроме того, перестройка частоты значительно расширяет частотный диапазон работы системы, что может быть источником взаимных помех для РТС, работающих на близких частотах, и возникают проблемы электромагнитной совместимости.

Вобуляция частоты следования импульсных сигналов позволяет снизить эффективность многократных синхронных импульсных помех.

При стабильной частоте следования импульсных сигналов и длительности пачки помеховых импульсных сигналов, равной периоду следования импульсов РТС, на экране индикатора системы кругового оюзора будут устойчивые отметки ложных целей по всей шкале дальностей. Если период следования изменять по случайному закону, то синхронными многократными помехами можно прикрыть только пространство за отметкой постановщика помех. Пространственное положение самого постановщика будет определять первая отметка на развёртке дальности.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. На каких принципах основана частотная селекция сигналов?
2. Какие методы используют для частотной селекции сигналов?

## ***3.11 Комплексование измерителей навигационных параметров***

Сложность задач, решаемых при навигации подвижных объектов, особенно современных летательных аппаратов, приводит к увеличению количества средств измерения навигационных параметров, к сложности их построения, к необходимости повышения точности и надёжности навигационной информации. Всё это требует объединения информации, поступающей от различных измерителей, и преобразования её к виду, обеспечивающему оперативное принятие решения и управление объектом в реальном масштабе времени. Это относится не только к беспилотным, но и пилотируемым летательным аппаратам, на которых человек без такой обработки не в состоянии осмыслить поступающую от многих систем информацию и оперативно принять правильное решение.

Такое объединение средств и методов получения навигационной информации называется комплексованием.

Комплексование значительно повышает помехозащищённость бортовой радиотехнической аппаратуры, повышает надёжность и точность измерения навигационных параметров, позволяет более эффективно бороться с различными естественными и умышленно создаваемыми помехами.

Основные принципы комплексования можно сформулировать в виде следующих положений:

1. При комплексовании производится объединение навигационных данных различной физической природы. Навигационные датчики, включаемые в состав бортовой аппаратуры, используют различные физические принципы и обладают различными свойствами.

2. Важнейшей функцией комплексования является статистическая обработка всех имеющихся навигационных данных. Статистический анализ обеспечивает сглаживание случайных погрешностей измерений с учётом их достоверности, корреляционных и других свойств, выявление и определение систематических погрешностей. Сглаживание погрешностей достигается за счёт их осреднения по ансамблю датчиков и по времени.

3. Достижение высокой точности при комплексировании обеспечивается использованием избыточных данных от различных, независимо функционирующих измерителей, и данных, известных до начала измерений.

4. При комплексировании осуществляют резервирование большинства элементов и применяют все доступные методы обеспечения высокой надежности. Эти меры исключают возможность отказа в работе комплекса при отказах отдельных его элементов.

5. Условием эффективного комплексирования навигационных средств является полная автоматизация управления работой всех датчиков навигационной информации: их включение, выключение, настройка, калибровка, переход из одного диапазона или режима на другой и т.д. Кроме того, при комплексировании осуществляется автоматизация всех вычислительных и логических операций. Все операции выполняются в реальном масштабе времени.

В качестве примера, подтверждающего целесообразность и эффективность взаимодействия радиотехнических систем с бортовыми автономными системами иной физической природы, рассмотрим результат комплексирования инерциальной навигационной системы и доплеровского измерителя путевой скорости.

Работа инерциальных навигационных систем основана на измерении акселерометрами АК (рис.3.38) и последующем двукратном интегрировании интеграторами ИН1 и ИН2 линейных ускорений, действующих по трём ортогональным осям при движении летательного аппарата.

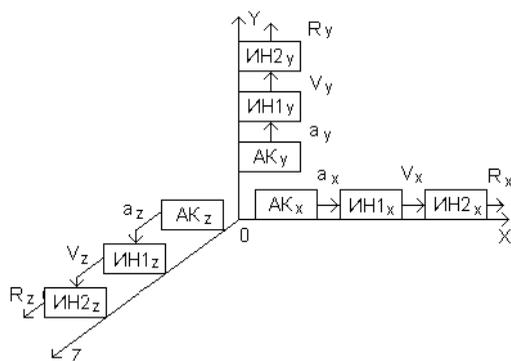


Рис.3.38 Инерциальная измерительная система.

В результате инерциальная система непрерывно выдаёт текущие значения ускорения  $a$ , скорости  $V$  и пройденного пути  $R$  в виде проекций на каждую из осей. Однако в инерциальной системе двукратно интегрируются не только измеряемые ускорения, но и ошибки, которые нарастают тем больше, чем длительнее полёт. Таким образом, инерциальная система способна выдавать значения скорости и пройденного пути с малыми погрешностями лишь при кратковременном полёте, другими словами, погрешности инерциальной системы сосредоточены в области низких частот.

Для радиотехнических систем, в частности для доплеровских измерителей скорости, характерны кратковременные флуктуации измеряемых параметров, которые осредняются тем лучше, чем длиннее интервал измерения. Таким образом, радиосистемы дают малые случайные погрешности при долговременном осреднении. Для них случайные погрешности сосредоточены в области более высоких частот.

Это различие двух видов систем позволяет уменьшить погрешности измерений при их совместной работе. При этом низкочастотные составляющие выходного сигнала подавляются в инерциальной системе, а высокочастотные – в радиосистеме. Структурная схема такого комплексирования при измерении скорости движения летательного аппарата приведена на рис.3.39.

Инерциальный канал комплексного измерителя состоит из акселерометра АК, интегратора ИН и фильтра высоких частот ФВЧ, а радиотехнический канал включает в себя доплеровский измеритель скорости ДИС и фильтр низких частот. На выходе сумматора получают усреднённое значение скорости движения. Графики зависимости от времени наблюдения  $T_n$  относительных погрешностей измерения скорости  $\delta_v$  с помощью инерциальной ИНС и радиотехнической РТС систем показаны на рис.3.40.

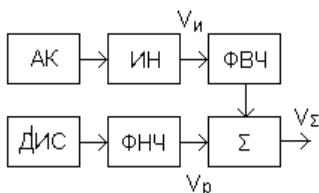


Рис.3.39 Структурная схема комплексирования.

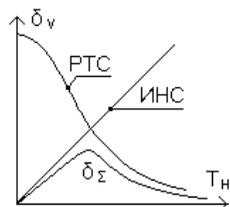


Рис.3.40 Относительные погрешности комплексного измерителя.

На этом же графике показана суммарная погрешность измерения скорости  $\delta v$ .

Следует отметить перспективность комплексирования бортовых лазерных измерительных систем с радиотехническими системами, так как при этом взаимно дополняются их основные достоинства. Рассмотрим основные из них:

1. Лазерные и другие оптические системы обладают высокой разрешающей способностью по угловым координатам, недостижимой для радиосистем, а радиосистемы обеспечивают оперативный поиск и обнаружение целей в широком пространственном секторе с высокими показателями, недостижимыми для оптических систем.

2. Лазерные локации обеспечивают высокую точность дальнометрии, недостижимую для радиосистем, но в отношении точности измерения радиальной скорости соотношение обратное.

3. Благодаря высокой пространственной и спектральной избирательности оптические системы лучше защищены от переотражений от корпуса объекта и других поверхностей, а радиосистемы обеспечивают недостижимые для оптических систем всепогодность, работу через облака и наблюдение целей на фоне ярких небесных тел.

4. Радиосистемы имеют лучшие энергомассовые характеристики на больших дальностях до целей, а оптические системы – на малых дальностях, обеспечивая работу практически до нулевых дальностей.

За счёт комплексирования можно значительно повысить скрытность работы навигационных систем. Это достигается за счёт того, что радиотехнические средства, входящие в измерительный комплекс, работают на излучение периодически и малое время в пределах каждого периода. В паузах необходимые параметры измеряются автономными нерадиотехническими средствами, результаты измерений которых периодически корректируются радиотехническими измерителями.

Ранее внутрисистемные и межсистемные связи пилотажно – навигационных комплексов строились по принципу «каждый с каждым». Это приводило к колоссальному росту общей протяжённости и массы бортовой кабельной сети. Такую проблему специалисты называли «тиранией кабельных связей».

В настоящее время оптимизация комплексирования навигационных измерителей осуществляется с использованием магистрального принципа организации межсистемных связей с применением мультиплексных шин. Основой такой организации является магистраль, в

которой по общим для всех систем мультиплексным шинам осуществляется передача межсистемных сигналов с временным или частотным разделением. Управляет работой мультиплексных шин, взаимодействием входящих в бортовой измерительный комплекс систем и поступающих от них потоков информации центральная бортовая ЭВМ.

Для повышения надёжности работы навигационного комплекса часто на борту устанавливают резервные мультиплексные шины и резервную ЭВМ.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Дайте определение комплексированию измерителей навигационных параметров.

2. В чём заключаются основные принципы комплексирования навигационных измерителей?

3. Поясните принцип комплексирования инерциальной системы и доплеровского измерителя путевой скорости летательных аппаратов.

4. Какие преимущества и недостатки необходимо учитывать при комплексировании лазерных измерительных систем с радиотехническими измерителями?

5. С какой целью осуществляют организацию межсистемных связей с применением мультиплексных шин?

## **3.12 Защита РТС от электростатических помех и грозовых разрядов**

В данном разделе приведены краткие сведения о средствах защиты бортовой радиоаппаратуры от помех атмосферного происхождения и грозовых разрядов. Для такой защиты применяют электростатические разрядники, грозоразрядники, грозосъёмники и ленты молниезащиты. Типовое размещение этих средств на пассажирском самолёте показано на рис.3.41, на котором обозначено: 1 – электростатические разрядники; 2 – грозоразрядники; 3 – грозосъёмники; 4 – ленты молниезащиты.

Электростатические разрядники предназначены для снятия с самолёта зарядов, образующихся в полёте на поверхности летательного аппарата.

Конструкция электростатического разрядника приведена на рис. 3.42.

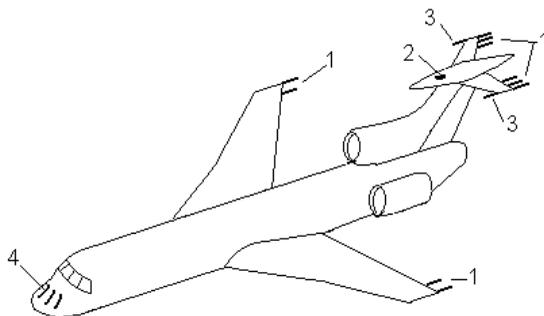


Рис.3.41 Размещение средств защиты радиоаппаратуры от электро-статических помех и грозовых разрядов на пассажирском самолёте.

Разрядник представляет собой стальной трос 1, заделанный с одной стороны в наконечник 2 для крепления на самолёте, а с другой - во втулку 3, в которую вставлены электроды 5 из нихромовой проволоки диаметром 0,3 мм. Наконечник и втулка изготовлены из нержавеющей стали. Разрядник помещен в корпус из морозостойкой и озоностойкой резины 4. Корпус имеет конусообразную воронку, в которой расположены электроды. Четыре таких разрядника размещены на концах крыльев, а шесть – на стабилизаторе.

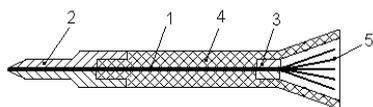


Рис.3.42 Электростатический разрядник.

Грозоразрядник предназначен для защиты согласующего устройства антенной системы радиостанции дальней связи от поражения грозowymi разрядами. При попадании молнии в антенну верхнеёмкостного питания происходит пробой грозоразрядника, что предохраняет согласующее устройство от выхода из строя. На рис.3.43 показано устройство грозоразрядника.

Он представляет собой гирлянду из шести последовательно соединённых газоразрядных приборов 1, разделённых диэлектрическими втулками 2 и помещённых в диэлектрический корпус 3. Количество газоразрядных приборов выбрано с таким расчётом, чтобы пробивное напряжение грозоразрядника превышало рабочее напряжение антенны в 1-2 раза.

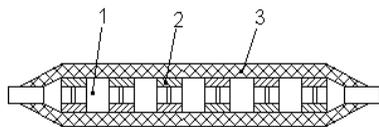


Рис.3.43 Грозоразрядник.

Размещён грозоразрядник в переднем антенном обтекателе стабилизатора самолёта.

Грозосъёмники защищают хвостовую часть самолёта от грозовых разрядов и снятия электростатических зарядов. Конструктивное устройство грозосъёмника показано на рис. 3.44.

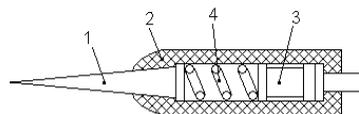


Рис.3.44 Грозосъёмник.

Он представляет собой стальную иглу 1 диаметром 5 мм и длиной 150 мм, запрессованную в изолятор 2. Внутри изолятора помещён резистор 3 с сопротивлением около 1,5 Мом. Резистор электрически соединён с иглой с помощью стальной пружины 4. Предназначен резистор для снижения величины электрического заряда, проходящего через иглу грозосъёмника на корпус самолёта. Размещены два грозосъёмника на передней кромке хвостового стабилизатора самолёта.

Ленты молниезащиты предназначены для защиты носовой части летательного аппарата от грозовых разрядов (рис.3.41). Система молниезащиты состоит из четырёх лент, закреплённых на верхней поверхности обтекателя носового отсека радиоэлектронного оборудования. Ленты имеют электрический контакт с корпусом самолёта.

### ***Вопросы для самоконтроля***

1. Расскажите о назначении и конструктивном выполнении электростатических разрядников.
2. Расскажите о назначении и конструктивном выполнении грозоразрядников.
3. Расскажите о назначении и конструктивном выполнении грозосъёмников.
4. Для какой цели предназначены и где расположены ленты молниезащиты.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Палий, А.И. Радиоэлектронная борьба / А.И. Палий. – М.: Воениздат, 1989. – 350 с.
2. Перунов, Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичёв, Л.М. Юдин. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
3. Атражев, М.П. Борьба с радиоэлектронными средствами / М.П. Атражев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.
4. Вакин, С.А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М.: Сов. радио, 1968. – 448 с.
5. Никольский, Б.А. Активное радиоподавление: учеб. пособие / Б.А. Никольский. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2007. – 80 с.
6. Шлезингер, Р.Дж. Радиоэлектронная война / Р.Дж. Шлезингер. – М.: Воениздат, 1963. – 318 с.
7. Van Brunt, E.W. Applied ECM / Van Brunt. E.W.- Engineering, USA, 1978. v. 7.
8. Никольский, Б.А. Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2004. – 110 с.
9. Никольский, Б.А. Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2007. – 79с.
10. Защита от радиопомех / под ред. М.В Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
11. Пересада, С.А. Борьба с низколетящими средствами воздушного нападения / С.А. Пересада, А.И. Филиппов, Л.И. Демидов. – М.: Воениздат, 1971. – 174 с.
12. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов [и др.]; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Академия, 2008. – 590 с.
13. Радиосистемы управления: учебник для вузов / В.А. Вейцель, А.С. Волковский [и др.]; под ред. В.А. Вейцеля. – М.: Дрофа, 2005. – 416 с.
14. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелёв, Н.Ф. Ключев [и др.]; под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

15. Дымова, А.И. Радиотехнические системы: учебник для вузов / М.Е. Альбац, А.М. Бонч-Бруевич. – М.: Сов. радио, 1975. – 440 с.
16. Финкельштейн, М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов / М.И. Финкельштейн. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
17. Винницкий, А.С. Автономные радиосистемы: учеб. пособие для вузов / А.С. Винницкий. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
18. Бакулев, П.А. Радионавигационные системы: учебник / П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2011. – 269 с.
19. Никольский, Б.А. Методы радионавигационных измерений: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2003. – 96 с.
20. Никольский, Б.А. Методы радионавигационных измерений: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2006. – 99 с.
21. Системы радиосвязи: учеб. для вузов / Н.И. Калашников, Э.И. Крупицкий [и др.]; под ред. Н.И.Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.
22. Радиоэлектронное оборудование / В.А. Болдин, Г.И. Горгонов [и др.]; под ред. В.М. Сидорина. – М.: Воениздат, 1990. – 288 с.
23. Васин, В.В. Справочник – задачник по радиолокации / В.В. Васин, Б.М. Степанов. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
24. Верещака, А.И. Авиационная радиоэлектроника, средства связи и радионавигации: учеб. для вузов / А.И. Верещака, П.В. Олянюк. – М.: Транспорт, 1993. – 343 с.
25. Тихонов, А.П. Радиолокационное оборудование самолётов / А.П. Тихонов. – М.: Транспорт, 1991. – 280 с.
26. Белавин, О.В. Основы радионавигации: учеб. пособие для вузов / О.В. Белавин. – М.: Сов. Радио, 1977. – 320 с.
27. Авиационная радионавигация: справочник / под ред. А.А. Сосновского. – М.: Транспорт, 1990. – 264 с.
28. Никольский, Б.А. Самолётные антенны: учеб. пособие / Б.А. Никольский. – Самара: СГАУ, 1999. – 62 с.
29. Никольский, Б.А. Излучение и распространение радиоволн: учеб. пособие / Б.А. Никольский. – Самара: СГАУ, 1999. – 32 с.
30. Лобкова Л.М. Распространение радиоволн над морской поверхностью / Л.М. Лобкова. – М.: Радио и связь, 1991. – 256 с.

31. Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов / Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
32. Радиосистемы передачи информации: учеб. пособие для вузов / В.А. Борисов, В.В. Калмыков [и др.]; под ред. И.Б. Фёдорова и В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.
33. Зубкович, С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отражённых от земной поверхности / С.Г. Зубкович. – М.: Советское радио, 1968. – 224 с.
34. Викулов, О.В. Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы / О.В. Викулов, В.Д. Добыкин [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1998. – № 12.
35. Александров, Б.В. Перспективные системы индивидуальной защиты самолётов / Б.В. Александров // Зарубежное военное обозрение. – 1996. – № 8.
36. Васильев, А.В. Радиоэлектронная борьба в воздушных операциях ВВС / А.В. Васильев // Зарубежное военное обозрение. – 1992. – № 1.
37. Никольский, Б.А. От длинной линии к антенне: учеб. пособие. / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2014. – 98 с.
38. Никольский, Б.А. Методы и системы радиоуправления: учеб. пособие / Б.А. Никольский. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2009. – 83 с.

Учебное издание

*Никольский Борис Аркадьевич*

# **ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

*Учебник*

Редактор Н.С. Купринова  
Компьютерная верстка Л.Р. Дмитриенко

Подписано в печать 28.12.2018. Формат 60x84 1/16.  
Бумага офсетная. Печ. л. 16,75.  
Тираж 25 экз. Заказ . Арт. – 1(Р6У)/2018.

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА»  
(САМАРСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)  
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

---

Изд-во Самарского университета.  
443086 Самара, Московское шоссе, 34

