

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное автономное образовательное  
учреждение высшего образования  
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
И ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ**

**Кафедра «Радиоэлектронные системы и технологии»**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ  
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

**Учебно-методическое пособие**

**по выполнению практических занятий по дисциплине  
для студентов очной и заочной форм обучения направления**

**11.03.01 «Радиотехника»**

**и специальности**

**11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»**

**Севастополь  
СевГУ  
2022**

**УДК 621.396.96:623.62(076.5)**

**ББК 32.95я73**

**Т338**

**Р е ц е н з е н т :**

**И.Л. Афонин** - д-р техн. наук, профессор

*Ответственный за выпуск:*

**И. Л. Афонин** - заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии», д-р техн. наук, профессор

*Составители:* Е.П. Руднев, А.А. Щекатурин

**Т338 Теоретические основы радиоэлектронной борьбы :** учебно-методическое пособие по выполнению практических занятий по дисциплине для студентов очной и заочной форм обучения направления 11.03.01 – «Радиотехника» и специальности 11.05.01 – «Радиоэлектронные системы и комплексы» / Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и информационной безопасности, кафедра «Радиоэлектронные системы и технологии»; сост.: Е.П. Руднев, А.А. Щекатурин. – Севастополь : СевГУ, 2022. – 78 с. – Текст : электронный.

Цель пособия: оказание помощи в выполнении практических работ по дисциплине «Теоретические основы РЭБ». В процессе работы студентом углубляют и укрепляют знания, полученные при изучении дисциплины, а также развивают практические навыки по освоению дисциплины.

УДК 621.396.96:623.62(076.5)

ББК 32.95я73

Учебно-методическое пособие утверждено на заседании кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии», протокол № 6 от 25 февраля 2022 г.

Учебно-методическое пособие рассмотрено и рекомендовано к изданию на заседании Учёного совета Института радиоэлектроники и информационной безопасности, протокол № 9 от 24 марта 2022 г.

© Руднев Е.П., Щекатурин А.А., сост., 2022

© ФГАОУ ВО «Севастопольский

государственный университет», 2022

## Оглавление

|                                                       |    |
|-------------------------------------------------------|----|
| Введение .....                                        | 4  |
| Теоретическая часть.....                              | 6  |
| Основные формулы и соотношения для решения задач..... | 65 |
| Задачи.....                                           | 70 |
| Библиографический список.....                         | 77 |

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время и в обозримом будущем радиоэлектронные средства (РЭС) составляют и будут составлять основу систем управления войсками (силами) и боевыми средствами (оружием) во всех видах вооруженных сил. Обеспечивая высокие оперативно—тактические показатели оружия, радиоэлектронные средства являются в то же время одним из наиболее уязвимых элементов систем управления, поскольку они обнаруживаются по излучению и им может быть оказано противодействие радиотехническими методами (средствами радиоэлектронной борьбы — РЭБ). Появление РЭБ диалектически обусловлено динамикой борьбы средств нападения и защиты.

В начале XX в. после внедрения в армии и на флоты средств радиосвязи воюющие страны стали в боевых действиях вести радиоразведку и создавать радиопомехи. Помехи радиосвязи затрудняли, а иногда срывали управление войсками (силами флота) по радио, что влияло на успех их боевых действий. Первые случаи создания радиопомех отмечены в 1905 г. в ходе русско-японской войны. Дальнейшее развитие они получили во время Первой и особенно Второй мировых войн. Период, соответствующий Второй мировой войне, и первые послевоенные годы можно считать начальным этапом в развитии средств и способов РЭБ в нашей стране. Последующее их развитие также имело место в соответствии с законами диалектики. По мере появления в войсках и на флотах новых РЭС связи, а в дальнейшем — локации, навигации, управления оружием и военной техникой, деятельность и возможности

радиоразведки и радиопомех неуклонно расширялись, влияние их на боевые действия возрастало. Одновременно совершенствовались меры обеспечения скрытности от разведки и сохранения работоспособности РЭС своих войск (сил) в условиях воздействия радиопомех.

В области радиоэлектроники развернулась напряженная борьба, получившая название радиоэлектронной борьбы (по терминологии, принятой в некоторых зарубежных армиях, — радиоэлектронной войны) [1]. Таким образом, диалектика борьбы, меры и контрмеры в данной области военного дела привели к образованию РЭБ, рассматриваемой как первоначальный вид оперативного и боевого обеспечения, который в последующем начал перерастать в новый элемент содержания операций и боевых действий.

В настоящее время РЭБ определяется, как комплекс мероприятий и действий конфликтующих сторон, направленных на выявление и радиоэлектронное подавление (РЭП) РЭС управления войсками (силами) и боевыми средствами, в том числе и высокоточным оружием (ВТО) противника, а также на радиоэлектронную защиту (РЭЗ) своих РЭС и других радиоэлектронных объектов от технической разведки, преднамеренных и непреднамеренных помех).

Данное методическое пособие предназначено для использования в практических занятиях, практических заданиях и закрепить студенту пройденный лекционный материал, путем решения практических задач по курсу «Теоретические основы радиоэлектронной борьбы».

## **1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ**

### **1.1 Варианты и средства проведения радиотехнической разведки**

Для разработки методов и средств РПД и их эффективного применения необходимо знать технические и тактические характеристики радиоэлектронных систем 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.

Необходимо знать характеристики излучаемых сигналов и режимы 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 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.

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

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

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;
- ранжирование подавляемых средств по критерию опасности;
- определение набора конкретных видов РПД;
- выбор режимов работы аппаратуры РПД.

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

Реализация средств РТР значительно осложняется тем, что противник, как правило, применяет все возможные меры к

повышению скрытности работы своих радиосредств. К этим мерам относится:

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

Средства обнаружения РТС в значительной мере состоят из разведывательных приемников и построены как схемы обнаружителей сигналов (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.

## 1.2 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, рис. 1. Количественной мерой степени соответствия является корреляционный интеграл, вычисленное значение которого устанавливает вероятностную связь между отдельными значениями сигналов

$$u_{\text{вых}} = c \int_0^{\tau} u_{\text{вх}}(t) * u_{\text{оп}}(t - \tau) dt. \quad (1)$$

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

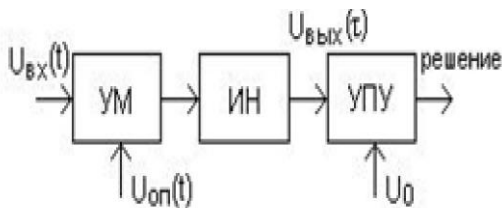


Рис. 1 — Структурная схема корреляционного приемника

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

### 1.3 Обнаружение сигнала со случайной начальной фазой

Упрощенная структурная схема оптимального приёмника для обнаружения такого сигнала приведена на рис.2. Она включает в себя фильтр, согласованный с принимаемым сигналом СФ, амплитудный детектор АД и устройство порогового уровня УПУ.

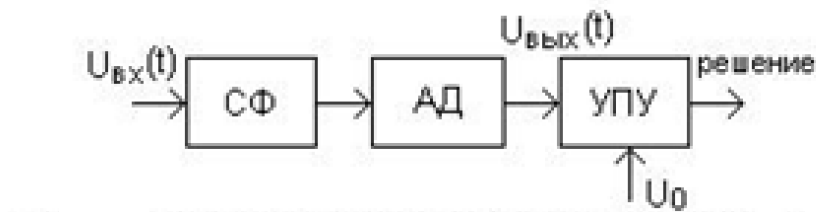


Рис. 2 — Структурная схема оптимального приемника для обнаружения сигналов со случайной начальной фазой

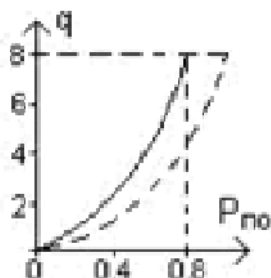


Рис. 3 — Зависимость необходимого отношения сигнал/шум от заданной вероятности правильного обнаружения

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

$$K(j\omega) \rightarrow S(j\omega) \quad (2)$$

Комплексная сопряжённость частотной характеристики фильтра приводит к компенсации взаимных фазовых сдвигов между

спектральными составляющими сигнала, все составляющие суммируются и выходной сигнал достигает максимального значения

$$u_{\text{вых}} = c \int_0^{\tau} u_{\text{вх}}^2(t - \tau) dt. \quad (3)$$

Импульсная переходная характеристика согласованного фильтра точно 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  $u_{\text{вых}}(\tau) > U_0$ , то принимается решение о наличии сигнала на входе приёмника РТР. При  $u_{\text{вых}}(\tau) \leq U_0$  считают, что сигнала на входе нет. При заданных значениях вероятностей правильного обнаружения  $P_{\text{по}}$  и ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$  для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой требуется большее значение отношения сигнал/шум  $q$ , чем для обнаружения сигнала с полностью известными параметрами. Это видно из графиков, приведённых на рис.3, зависимости  $q = f(P_{\text{по}})$  для сигнала, известного точно (пунктирная линия), и для сигнала со случайной начальной фазой (сплошная линия). Это различие мало при большой вероятности правильного обнаружения  $P_{\text{по}}$  и малой вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$ , но при уменьшении  $P_{\text{по}}$  и росте  $P_{\text{лт}}$  различие требуемых значений величины  $q$  может возрастать.

## 1.4 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. Упрощенная структурная схема оптимального приёмника для обнаружения пачки одинаковых импульсов, при этом начальная фаза принимаемых сигналов может являться неизвестной случайной величиной; устройство приема с случайными фазами отдельных когерентных импульсов приведена на рис.4.

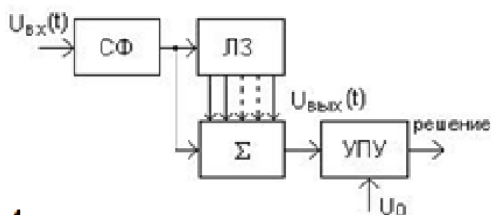


Рис. 4 — Структурная схема оптимального приемника при обнаружении пачки когерентных импульсных сигналов

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

$$T_{ЛЗ} = (n_n - 1) T_n. \quad (4)$$

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.

### 1.5 Обнаружение пачки некогерентных импульсных сигналов

Пачку импульсных сигналов называют некогерентной в том случае, если начальные фазы отдельных импульсов в пачке статистически независимы. На рис. 5 показана упрощенная структурная схема оптимального приёмника для обнаружения таких сигналов.

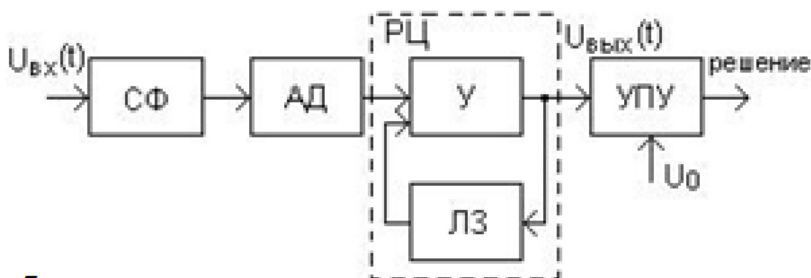


Рис. 5 — Структурная схема оптимального приемника для обнаружения пачки некогерентных импульсных сигналов

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 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

$$k_y k_{лз} < 1. \quad (5)$$

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.

## 1.6 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.6.

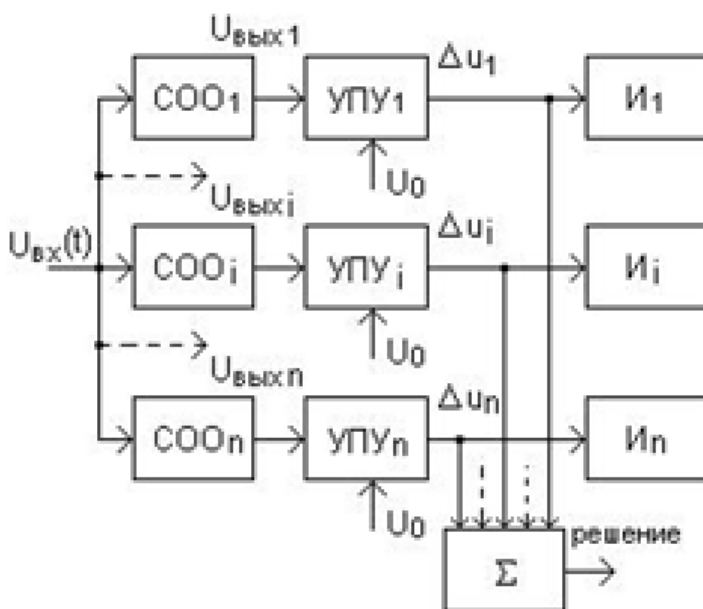


Рис. 6 — Структурная схема оптимального приёмника для обнаружения и распознавания сигналов

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  $I$  и воспринимается, как наличие сигнала в этом канале. В сумматоре  $\Sigma$  осуществляется суммирование превышений пороговых уровней во всех каналах

$$u_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \Delta u_i. \quad (6)$$

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.).

## **1.7 Виды сигналов РТС, которые подлежат обнаружению средствами РТР**

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

ми назначения средства. Параметры модуляции зависят от режима излучения, характеризуют назначение средств и их помехозащищённость. Параметры сигналов, взятые в той или иной совокупности, представляют собой разведывательные признаки (векторы признаков), по которым можно отличить одни радиосредства 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. 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 (рис7.):

- Непрерывные сигналы, длительность которых соизмерима с продолжительностью нахождения станции разведки в зоне разведываемого средства (рис. 7а). Это сигналы радиовещательных станций, телевизионных передатчиков, радионавигационных маяков, РТС с непрерывным излучением, работающих в режиме автоматического сопровождения объектов по направлению.
- Отрезки непрерывных радиосигналов (рис. 7б). Такие сигналы создаются станциями УКВ и КВ радиосвязи при радиообмене, РТС, РЛС с непрерывным излучением, работающим в режиме обзора.
- Продолжительные последовательности импульсных сигналов, время существования которых соизмеримо со временем нахождения разведывательного приёмника в зоне облучения (рис. 7в). Такие сигналы появляются на входе приёмника при облучении его импульсной РТС, РЛС, работающей в режиме сопровождения.
- Последовательности серий импульсных сигналов (рис. 7г, д), получаемые от импульсных РТС, РЛС работающих в режимах обзора пространства, а также от кодово—импульсных командных радиолиний.

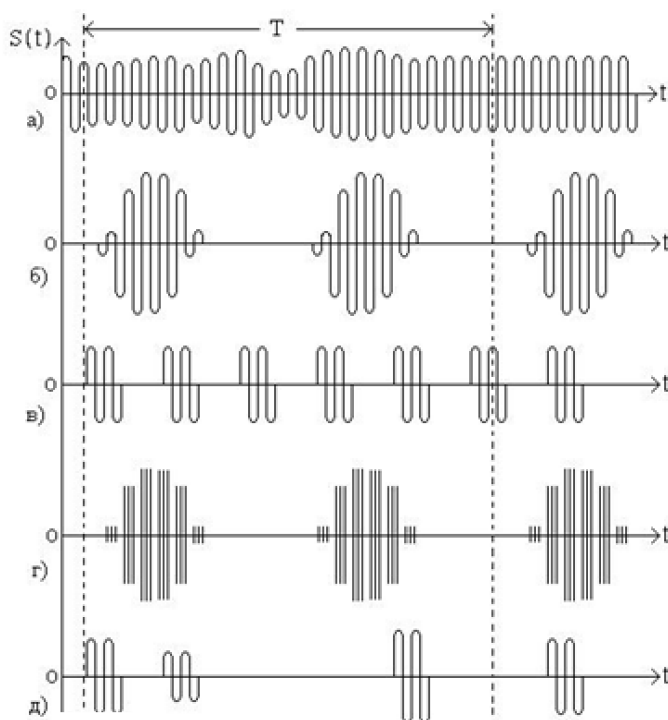


Рис. 7 — Разделение сигналов на основные виды

### 1.8 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. 8.

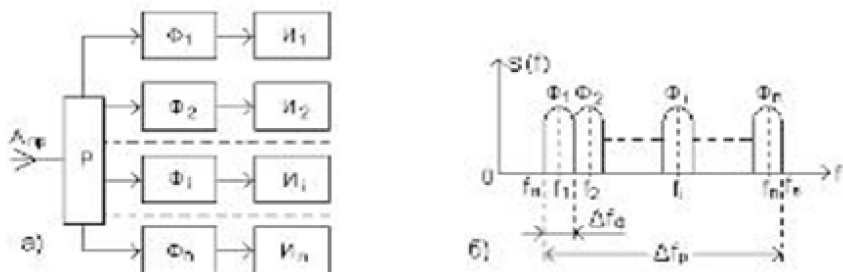


Рис. 8 — Одновременное разделение сигналов по частоте

Недостатком этого способа является необходимость применять большое количество приёмных каналов, что приводит к значительному увеличению массогабаритных характеристик аппаратуры.

Устройства **последовательного** разделения сигналов (рис. 9) 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.

$$f_p = f_v - f_n, \quad (7)$$

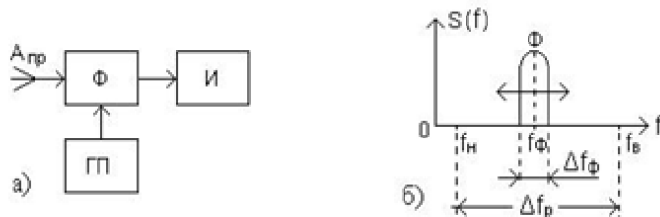


Рис. 9 — Последовательное разделение сигналов по частоте

### 1.9 Разделение сигналов в пространстве

**Одновременное разделение** сигналов в пространстве по направлению можно осуществить по схеме, показанной на рис. 10а.

Направленные антенны  $A_{\text{пр}1}, A_{\text{пр}2}, \dots, A_{\text{пр}i}, \dots, A_{\text{пр}n}$  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  $\Delta\varphi_r$ . 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. 10б. Для исключения пропуска сигналов диаграммы имеют небольшое перекрытие.

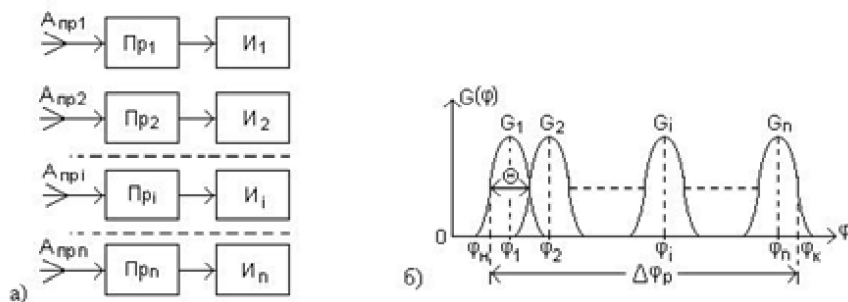


Рис. 10 — Одновременное разделение сигналов в пространстве

Функциональная схема устройства **последовательного разделения** сигналов в пространстве приведена на рис. 11.

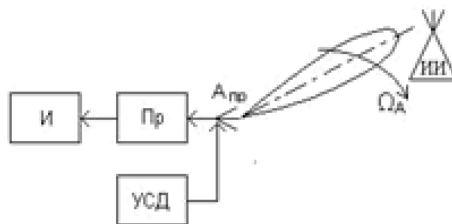


Рис. 11 — Последовательное разделение сигналов в пространстве

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.

### 1.10 Вывод уравнения противодействия и основные энергетические соотношения

Заградительная помеха показано на рис. 12

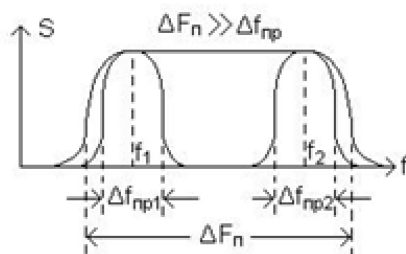


Рис. 12 — Заградительная помеха

Доля мощности передатчика попадает на вход приёмника подавляемой РТС. Эта доля приблизительно равна отношению полосы пропускания приёмника  $f_{\text{пр}}$  к ширине спектра помехового сигнала  $F_{\text{п}}$

$$f_{\text{пр}} / F_{\text{п}} = q. \quad (8)$$

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

$$П_{\text{п}} = k \mathcal{E}_{\text{п}} q, \quad (9)$$

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

$$\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{пп}} G_{\text{пп}}, \quad (10)$$

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

Подставляя значение  $q$  из (8) в (9), получим:

$$П_{\text{п}} = K \frac{\mathcal{E}_{\text{п}} \Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F_{\text{п}}} \quad (11)$$

Отношение

$$\mathcal{E}_{\text{п}} / \Delta F_{\text{п}} = S_{\text{п}} \quad (12)$$

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

Рассмотрим типовой пример.

Если  $P_{\text{пп}} = 10^3$  Вт;  $G_{\text{пп}} = 10$ ;  $F_{\text{п}} = 10^3$  МГц; то  $S_{\text{п}} = 10$  Вт/МГц:

$$S_{\text{п}} = \frac{P_{\text{пп}} * G_{\text{пп}}}{\Delta F_{\text{п}}} . \quad (13)$$

## 1.11 Энергетические характеристики активных систем

### РПД

Дальность действия систем радиоподавления зависит от многих факторов, в том числе от мощности помеховых передатчиков и радиопередающих устройств подавляемых РТС, РЛС 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 на некоторое минимально необходимое значение**, характерное для данного вида помехи и сигнала. Это отношение называют коэффициентом подавления:

$$K_{\Pi} = P_{\Pi} / (P_{\Sigma})_{\text{вх min}} \quad (14)$$

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

$$P_{\Pi} / P_{\Sigma} = k. \quad (15)$$

Помеха считается эффективной, когда  $k \geq K_{\Pi}$ . Чем меньше  $K_{\Pi}$ , тем при прочих равных условиях легче подавить РТС помехой. Пространство, в пределах которого  $k \geq K_{\Pi}$ , называется **зоной подавления РТС**, а при  $k \leq K_{\Pi}$  — **зоной неподавления** (зоной неэффективности помех). **Граница этих зон проходит на уровне, когда  $k = K_{\Pi}$ .**

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.13,

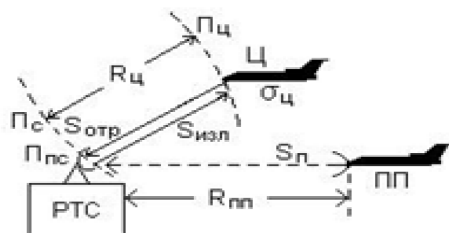


Рис. 13 — К определению коэффициента подавления при групповой защите

На рис. 13 использованы следующие обозначения: РТС — подавляемая радиотехническая система; Ц — цель, защищаемый объект; ПП — постановщик помех;

$S_{изл}$  — 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  $R_{ц}$ :

$$\Pi_{ц} = \frac{PG}{4\pi R_{ц}^2}, \quad (16)$$

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

Цель можно рассматривать как вторичный изотропный излучатель сигналов облучения с эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР)  $\sigma_{ц}$ . Тогда плотность потока мощности отражённого сигнала  $\Pi_{с}$  в районе РТС будет равна :

$$\Pi_{с} = \frac{\Pi_{ц} \sigma_{ц}}{4\pi R_{ц}^2} = \frac{PG\sigma_{ц}}{(4\pi)^2 R_{ц}^4} \quad (17)$$

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

$$P_c = P_c \cdot S_a = \frac{PG\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^4} S_a \quad (18)$$

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

$$S_a = \frac{G\lambda^2}{4\pi} . \quad (19)$$

Подставляя значение  $S_a$  из (19) в (18), получим:

$$P_c = \frac{PG\sigma_{\text{ц}} \cdot G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4} . \quad (20)$$

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:

$$P_c = \frac{PG \sigma_{\text{ц}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4} \quad (21).$$

Следующим этапом нужно определить мощность помехового сигнала на входе подавляемой РТС. Плотность потока мощности помеховых сигналов в районе РТС будет равна:

$$P_{\text{пс}} = \frac{P_{\text{пп}} \cdot G_{\text{пп}}}{4\pi R_{\text{пп}}^2} , \quad (22)$$

где  $P_{\text{пп}}$  — мощность передатчика помех;  $G_{\text{пп}}$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех. На входе подавляемого приёмника будем иметь

$$P_{\text{п}} = P_{\text{пс}} \cdot S'_a = \frac{P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} G'_{\text{пп}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{пп}}^2}, \quad (23)$$

где  $S'_a$  — эффективная площадь раскрыва антенны:

$$S'_a = \frac{G'_1 \lambda^2}{4\pi} \quad (24)$$

и  $G'_{\text{пп}}$  — 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:

$$P_1 = \frac{P_{\text{пп}} \cdot G_{\text{пп}} \cdot G'_{\text{пп}} \lambda^2 \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}}}{4\pi^2 R_{\text{пп}}^2 \Delta F_{\text{п}}} \quad (25)$$

Подставляя значение мощности полезного сигнала  $P_{\text{с}}$  из (21) и мощности помехового сигнала  $P_{\text{п}}$  из (25), действующих на входе приёмника подавляемой РТС, в (2.10), получим:

$$K\left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}\right) = \frac{4\pi P_{\text{пп}} \cdot G_{\text{пп}} \cdot G'_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} R_{\text{с}}^4 \gamma_{\text{п}}}{P G \cdot G_{\text{пр}} \sigma_{\text{ц}} R_{\text{пп}}^2 \Delta F_{\text{п}} \gamma_{\text{с}}}. \quad (26)$$

Это выражение называется основным **уравнением радиоподавления (уравнением противорадиолокации)**.

При индивидуальной защите, когда помеховая аппаратура расположена на защищаемом объекте (рис.14), уравнение радиопротиводействия (26) несколько упрощается, так как  $R_{ц} = R_{пп}$ ,  $S_a = S'_a$  и  $G_{пр} = G'_{пр}$  (приём отражённого от цели и помехового сигналов происходит по одному направлению), тогда :

$$K\left(\frac{P_{п}}{P_{с}}\right) = \frac{4\pi P_{пп} G_{пп} \Delta f_{пр} \cdot R_{ц}^2 \cdot \gamma_{п}}{P \cdot G \cdot \sigma_{ц} \Delta F_{п} \gamma_{с}} \quad (27).$$

На рис. 15 представлена качественная картина изменения коэффициента  $k$  от расстояния до защищаемого объекта  $R_{ц}$  и от энергетического потенциала станции помех

$$\Xi_{п} = P_{пп} G_{пп} \quad (28)$$

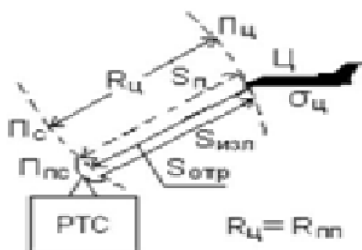


Рис. 14 — Определение коэффициента подавления при индивидуальной защите

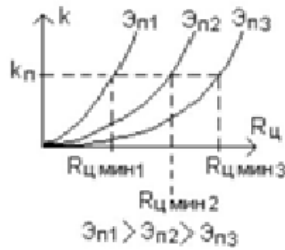


Рис. 15 — Зависимость отношения помеха—сигнал от расстояния

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 помеха/сигнал оказывается меньше, чем коэффициент подавления  $K_n$ , 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 (26) 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 (21), за счёт распространения в прямом и обратном направлениях, изменяется обратно пропорционально четвёртой степени расстояния  $R_{ц}^4$ .

$$R_{ц \text{ мин}} = \sqrt[4]{\frac{P * G * G_{пп} \sigma_{ц} \Delta F_{п} R_{пп}^2 * \gamma_c K_n}{4\pi P_{пп} G_{пп} G_{пп}^1 \Delta f_{пп} \gamma_{п}}} \quad (29)$$

Таким образом, мощность отражённого сигнала возрастает интенсивнее, чем мощность помехи, поэтому начиная с дальности  $R_{ц\text{ мин}}$  мощность полезного для РТС сигнала начинает превышать мощность помехи. Из уравнения радиопротиводействия (26) при заданном коэффициенте подавления  $K_{п}$  и при  $k = K_{п}$  можно найти минимальную дальность эффективного действия помех  $R_{ц\text{ мин}}$  для определённого энергетического потенциала станции помех, для известных параметров подавляемой РТС и отражающей способности защищаемого объекта.

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

$$P_{пп\text{ мин}} = \frac{P \cdot G \cdot G'_{пр} \cdot \sigma_{ц} \cdot \Delta F_{п} R_{пп}^2 \cdot \gamma_{с} \cdot K_{п}}{4\pi \cdot G_{пп} \cdot G'_{пр} \Delta f_{пр} \cdot R_{ц\text{ мин}}^4 \cdot \gamma_{п}} \quad (30)$$

Для индивидуальной защиты, решая уравнение (27), имеем

$$R_{ц\text{ мин}} = \sqrt{\frac{P \cdot G \cdot \sigma_{ц} \cdot \Delta F_{п} \cdot \gamma_{с} \cdot K_{п}}{4\pi P_{пп} \cdot G_{пп} \Delta f_{пр} \cdot \gamma_{п}}} \quad (31)$$

и

$$P_{пп\text{ мин}} = \sqrt{\frac{P \cdot G \cdot \sigma_{ц} \cdot \Delta F_{п} \cdot \gamma_{с} \cdot K_{п}}{4\pi \cdot G_{пп} \Delta f_{пр} \cdot R_{ц\text{ мин}}^2 \gamma_{п}}} \quad (32)$$

## 1.12 Основные задачи и методы радиопротиводействия

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 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, радио войной). Успех в радиоэлектронной борьбе достигается превосходством в количестве и качестве радиоэлектронной техники, умением её боевого применения, обеспечением скрытности работы и внезапности действия.

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

### 1.13 Активные помехи для подавляемых РТС по направлению, углу и скорости

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.16).

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.

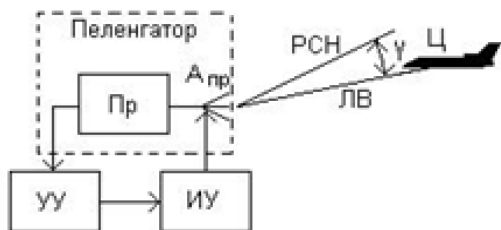


Рис. 16 — Принцип действия системы АСН

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. 16). Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией напряжения  $u_{\text{вых.д}}$  от углового рассогласования  $\gamma$  (рис. 17).

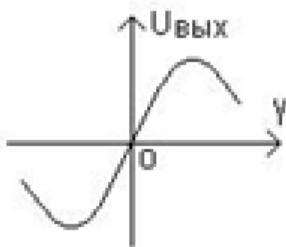


Рис. 17 — Переходная характеристика углового дискриминатора

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 устремляются 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.

#### **1.14 Активные помехи РТС в режиме автоматического сопровождения целей по дальности. Принцип действия системы АСД**

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 следащего 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 селекции целей, попадающих в растров диаграммы направленности приёмной антенны  $\Theta$  (рис.18).

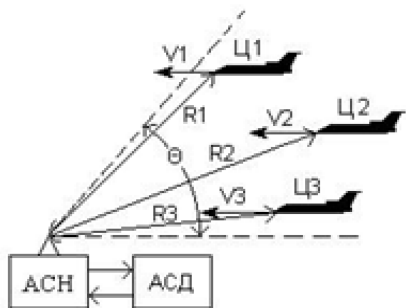


Рис. 18 — Расположение целей в пределах диаграммы направленности антенной системы

В системах с импульсным излучением в качестве дополнительных селекторов используют автоматические селекто—ры по дальности (АСД), а в системах, работающих в режимах непрерывного излучения — автоматические селекторы по скорости АСС.

Основное назначение дальномерной селекции заключается в отпирании 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, уводящих строб дальности.

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 сигналов 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.18, а на рис.19 и 20 показан вид сигналов в различных точках схемы.

Приёмник и передатчик дальномёра являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования  $T_{и}$  (график 1 на рис. 19). 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).

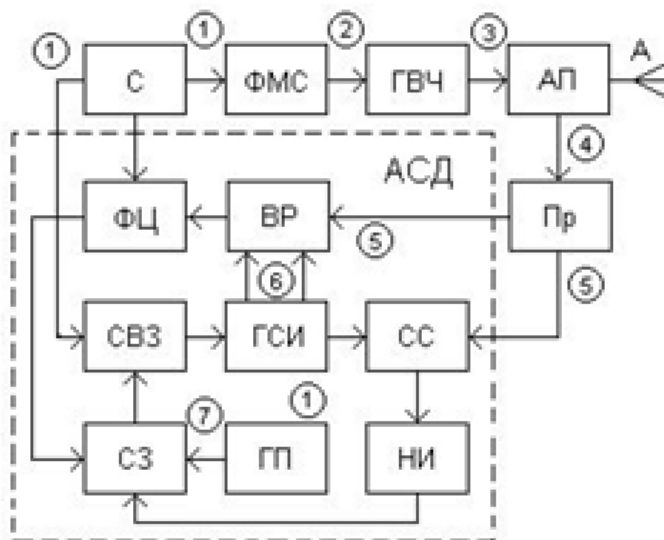


Рис. 18 — Структурная схема системы АСД

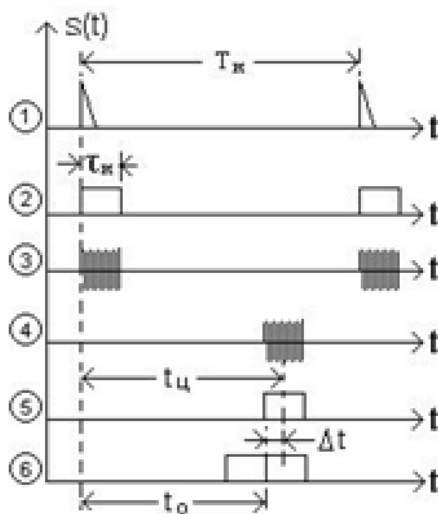


Рис. 19 — Временные графики сигналов в системе АСД

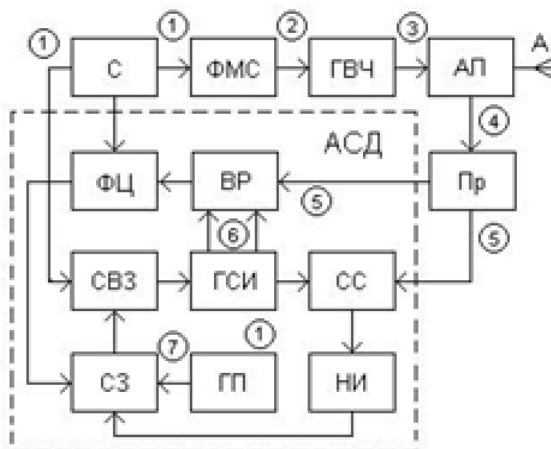


Рис. 20 — Структурная схема системы АСД

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селекторных импульсов ГСИ, одновременно с излучением

высокочастотных сигналов. На выходе ГСИ формируются два следующих один за другим селекторных импульса (график 6). Положение этих импульсов на временной оси зависит от величины задержки сигналов синхронизатора 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 (график 7 на рис.19), 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 временной задержкой в СВЗ и подключает к ней через формирующую цепь ФЦ выход временного различителя ВР.

Эквивалентное представление схемы захвата в виде электромагнитного коммутатора КОМ показано на рис.21. Эквивалентная схема системы захвата показана на рис. 22.

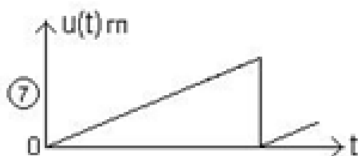


Рис. 21 — Напряжение генератора поиска

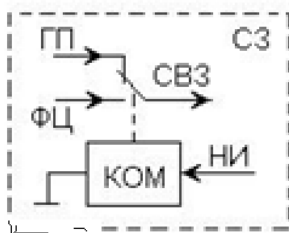


Рис. 22 — Эквивалентная схема системы захвата

Во временном различителе ВР осуществляется сравнение по времени появления селекторных импульсов и выходных сигналов приёмника. Выходное напряжение временного различителя зависит от взаимного расположения на временной 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 временного рассогласования (графики 5 и 6)

$$t = t_0 - t_{ц} \quad (33)$$

возникает управляющее напряжение. Величина и знак этого напряжения определяются величиной и знаком временного рассогласования. С этой целью переходная характеристика временного различителя выбирается в виде нечётной функции временного рассогласования (рис.22).

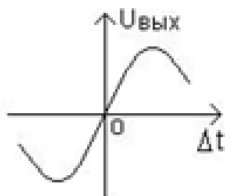


Рис. 22 — Переходная характеристика временного разрушителя

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  $t$ . Формирующая цепь ФЦ поддерживает средний уровень управляющего напряжения соответственно текущему значению дальности до цели.

### **1.15 Активные помехи для РТС, работающих 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 движущимися объектами. Приращение частоты  $F_d$  зависит от скорости движения объекта  $V_{ц}$  и несущей частоты излучаемых сигналов  $f_c$

$$F_d = 2 f_c * \frac{V_{ц}}{c} \cos \beta \quad (34)$$

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.23.

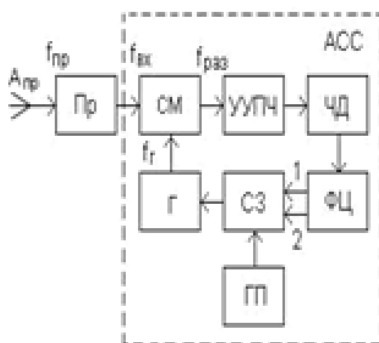


Рис. 23 — Структурная схема системы АСС

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.

Сигналы, принятые от выбранной на сопровождение цели, после соответствующих преобразований в приёмнике Пр, поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина  $f_{\Gamma}$  и входного сигнала  $f_{\text{вх}}$  будет близка к средней частоте настройки УПЧ, сигнал с разностной частотой, полученный на выходе смесителя СМ  $f_p = f_{\text{вх}} - f_{\Gamma}$ , проходит через УПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ и заставляет сработать схему захвата СЗ (выход ФЦ1), 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 ФЦ2) и схему захвата.

Переходная характеристика ЧД (рис.24) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования частоты разностного сигнала на выходе СМ  $f_p$  и средней частоты настройки УУПЧ  $f_{\text{пч}}$

$$U_{\text{вых}} = \varphi(\Delta f), \quad (35)$$

где  $\Delta f = f_p - f_{пч}$ .

Штриховой линией на рис. 24 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

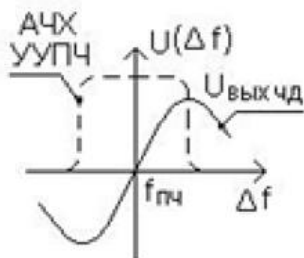


Рис. 24 — Переходная характеристика частотного детектора и АЧХ узкополосного УПЧ

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение изменяет 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 система 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.

Каналу АСС, так же как и каналу АСД, могут создаваться шумовые помехи и помехи уводящего типа, имитирующие ложные доплеровские частоты.

### 1.16 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

$$u(t) = U(t) \cos[\omega t + \varphi(t)], \quad (36)$$

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  $f$  частоты разностного сигнала на выходе СМ  $f_p$  и средней частоты настройки УУПЧ  $f_{пч}$ . 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 потеряет 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. 25.

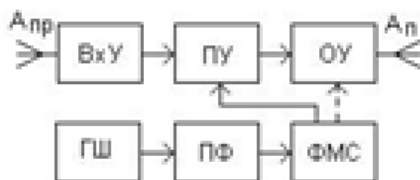


Рис. 25 — Структурная схема станции шумовых помех ретрансляционного типа

Полосовой фильтр ПФ вырезает из спектра генератора шумов ГШ область, перекрывающую диапазон возможных доплеровских частот.

ФМС формирует модулирующие сигналы для частотной или фазовой модуляции ретранслируемых сигналов. Ретрансляционный тракт состоит из приёмной антенны  $A_{пр}$ , входного устройства  $BxY$ , линейки высокочастотных усилителей (предварительный  $ПУ$  и оконечный  $ОУ$  усилители) и передающей антенны  $A_{п}$ . Модуляция помехового сигнала происходит в предварительном усилителе на вход которого поступает ретранслируемый СВЧ сигнал от входного устройства  $BxY$ , а модулирующий шумовой сигнал на второй вход

ПУ и далее сформированный сигнал помехи поступает на окончательный усилитель ОУ и излучается передающей антенной в направлении цели.

### 1.17 Имитирующие помехи

Один из наиболее распространенных методов имитационных помех, который часто называют уведящей помехой по скорости или помехой, уведящей строб скорости. Для создания такой помехи принятые станцией РПД сигналы облучения от РТС, РЛС усиливаются и переизлучаются в направлении подавляемой РТС, РЛС с плавным изменением несущей частоты в диапазоне возможных доплеровских частот. Частота ретранслируемых сигналов изменяется по линейному (рис. 26) или параболическому (рис. 27) 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. 26а или рис. 27), так и в сторону уменьшения (рис. 26б, или рис. 27б) относительно частоты сигналов облучения

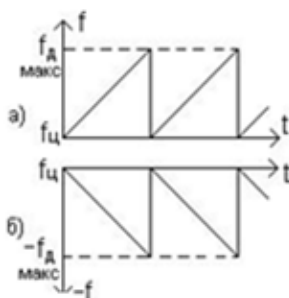


Рис. 26 — Линейный закон изменения частоты помеховых сигналов

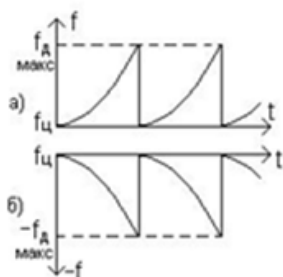


Рис. 27 — Параболический Закон изменения частоты помеховых сигналов

Электромагнитное поле в раскрыве приёмной антенны подавляемой РТС, РЛС 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, несущуюсь—ствующую 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. 28 показано взаимное расположение частот полезного  $f_c$  и помехового  $f_n$  сигналов на входе подавляемой РТС, а также относительное положение следящего фильтра на оси частот в виде условного обозначения АЧХ УУПЧ, в различные моменты создания одного цикла уводящей помехи.

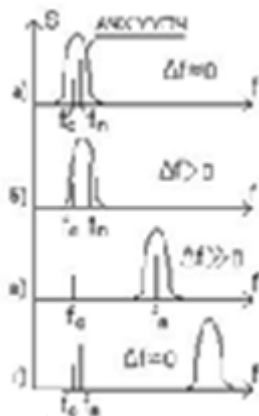


Рис. 28 — Взаимное расположение частот полезного  $f_c$  и помехового  $f_n$  сигналов на входе подавляемой РТС, а также относительное положение следящего фильтра на оси частот

В начальный момент создания помехи (рис. 28а), когда различие частот принимаемых и излучаемых станций 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. 28б,  $f > 0$ ).

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. 28в,  $f \gg 0$ ). РТС будет получать искаженную информацию о скорости и ускорении захваченной на сопровождение цели. Вычислительные системы РТС, РЛС использующие эту информацию в качестве входной, будут вырабатывать данные, не соответствующие истинной радиолокационной обстановке. Однако информация об угловых координатах постановщика помех может поступать в систему АСН без искажений.

Параметры помехи, уводящий по скорости, могут быть определены с помощью рис. 29.

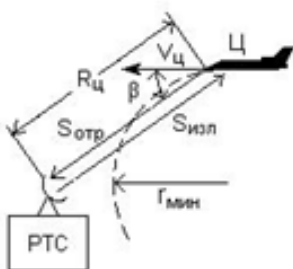


Рис. 29 — К определению параметров помехи, уводящий по скорости

В конце цикла уводящей помехи частота ретранслируемого сигнала резко изменяется до начального значения (рис. 28г,  $f \approx 0$ ). 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 произойдёт захват цели на сопровождение, цикл увода повторяется.

Таким образом, подавляемая РТС в течение каждого цикла уводящей помехи получает искажённую 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 можно определить для РТС сопровождающей цель с максимальной скоростью движения  $V_{ц\text{ макс}} = 1,2 \text{ М}$  (рис.28).

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  $F_{д \text{ макс.}}$ .

$$F_1 = \frac{2V_1}{\lambda} \cos(\beta) = \frac{2 \cdot 400 \cos 0}{3 \cdot 10^{-2}} = 27 \text{ КГц}$$

Скорость изменения частоты будет зависеть от допустимого коэффициента перегрузки цели при совершении манёвра, который равен

$$\eta = \frac{W_{\text{макс}}}{g} \quad (37)$$

где  $W_{\text{макс}} = (V_{\text{ц}})^2 / r_{\text{мин}}$  — максимальное поперечное ускорение цели;  $V_{\text{ц}}$  — скорость движения цели;  $r_{\text{мин}}$  — минимальный радиус разворота при манёвре цели;  $g$  — ускорение свободного падения. Подставляя значение  $W_{\text{макс}}$  в (37), получим

$$\eta = \frac{V_{\text{ц}}^2}{g \cdot R_{\text{мин}}} \quad (38)$$

откуда

$$R_1 = \frac{V_{\text{ц}}^2}{\eta \cdot g} \quad (39)$$

Максимально допустимый коэффициент перегрузки для пилотируемых летательных аппаратов обычно принимают  $\eta = 5$ .

$$\text{Тогда } r_{\text{мин}} = 400^2 / (5 \times 9,8) \approx 3,2 \times 10^3 \text{ м.}$$

Так как всегда  $R_{\text{ц}} \gg r_{\text{мин}}$ , то можно считать, что изменение доплеровского приращения частоты от  $F_{д \text{ макс.}}$  до нуля произойдёт за время прохождения целью  $t_{\text{ц}}$  примерно одной четверти длины окружности с радиусом  $r_{\text{мин}}$ .

$$t_{\text{ц}} = b / V_{\text{ц макс}}, \quad (40)$$

$$t_{\text{ц}} = 12,57 \text{ с.}$$

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  $t_{\text{ув}} = f_{\text{ув}} / V_f = 4 \times 10^3 / 2,15 \times 10^3 = 1,86 \text{ с,}$

где  $f_{\text{ув}} = 4 \text{ кГц}$  — величина минимально необходимого увода строка скорости.

### 1.18 Методы пассивного радиоподавления

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

$$d = (2n - 1); n = 0,1,2 \dots \quad (41)$$

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. При более высоких частотах толщина проводящего слоя составляет доли микрометра. Практически толщина дипольных отражателей определяется их прочностью и технологичностью изготовления. 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.30 .

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 30).

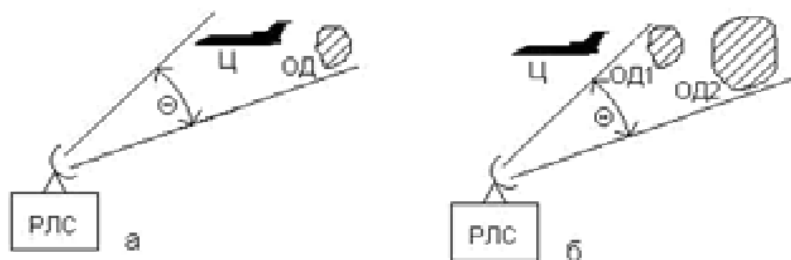


Рис. 30 — Перенацеливание РТС на облака дипольных отражателей

Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) облака дипольных отражателей со одинаковой длины равна сумме ЭПР каждого диполя

$$\sigma_0 = K_1 \cdot n \cdot \Sigma \sigma_i, \quad (42)$$

$K_d$  — коэффициент эффективности диполя,  $n$  — число диполей.

$\sigma_i$  — ЭПР настроенного в резонанс одного диполя равна:

$$\sigma_{д.макс.} = 0,86 \lambda^2 \quad (43)$$

Вследствие турбулентности атмосферы и аэродинамических свойств диполи в облаке расположены хаотически и при усреднении по всем углам средняя ЭПР одного диполя составляет

$$\sigma_{д.ср.} \approx 0,17 \lambda^2. \quad (44)$$

Для того чтобы облако маскировало (или имитировало) цель, необходимо выполнение следующего условия:

$$\sigma_o \geq \sigma_{ц}, \quad (45)$$

где  $\sigma_{ц}$  — ЭПР защищаемого объекта (цели). Количество диполей в пачке для выполнения условия (2.110) должно быть не менее

$$N_{\text{д.мин}} = \sigma_{\text{ц}} / \sigma_0 = \sigma_{\text{ц}} / 0,17 \lambda^2 \quad (46)$$

Один килограмм диполей позволяет получить усреднённую ЭПР облака, равную

$$\sigma_0 \approx (2 — 3) * 10^3 \text{ м}^2.$$

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

$$\sigma = D G, \quad (47)$$

где  $D = P2/P1$  — отношение мощности рассеянной данным телом  $P2$ , к плотности потока мощности электромагнитной энергии, падающей на переизлучатель  $P1$ ;  $G$  — 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  $S_a$

$$D=S= G \lambda^2/4\pi.$$

Решая (48)

относительно  $G$ ,

$$G= 4\pi \frac{S_a}{\lambda^2} \quad (49)$$

и подставляя (49) в (47), 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 при  $D = 1$  :

$$\sigma = \frac{4\pi S_a^2}{\lambda^2} \quad (50),$$

где  $S$  — площадь пластины.

### 1.19 Методы защиты РТС от радиоподавления

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.

На рис. 31а в качестве примера показаны импульсные сигналы на выходе передающей части РТС ПИ  $S_n(t)$ . Искаженные сигналы на выходе приёмника системы  $S_{пр}(t)$  приведены на рис. 31б.

Для восстановления первоначальных параметров импульсных сигналов на всех ретрансляторных (переприёмных) и конечных пунктах РТС ПИ устанавливают регенераторы. На вход регенератора

подаётся сигнал с выхода приёмной части РТС ПИ (рис.31б). Он равен сумме прошедшего через систему исходного сигнала  $S_n(t)$  (рис. 31а) и помех  $\xi(t)$ .

$$S_{пр}(t) = S_n(t) + \xi(t).$$

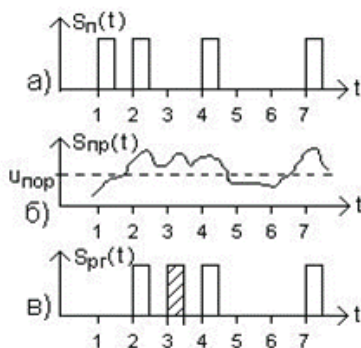


Рис. 31 — Искажения сигналов в каналах связи

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. 30в). 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. 30в). 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. 31).

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.

### 1.20 Защита с помощью поляризационной селекции

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 напряжённости 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.

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. Селекцию сигналов осуществляют с помощью поляризационных селекторов. В принципе любой высокочастотный приёмный тракт является поляризационным селектором.

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.32).

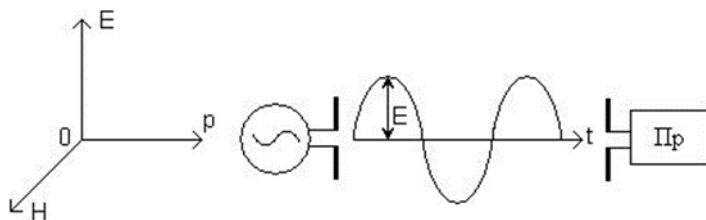


Рис. 32 — Излучение и прием вертикально поляризованных волн

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 го—

ризонтально поляризованными (рис.33). Для передачи и приёма таких волн используют горизонтально расположенные вибраторы.

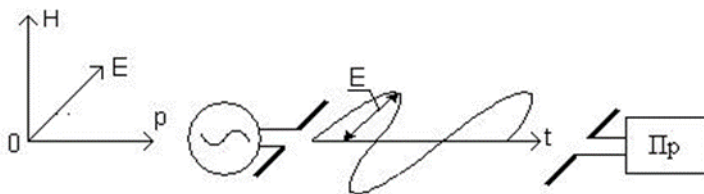


Рис 33 — Излучение и прием горизонтально поляризованных волн

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 потенциалов не возникает.

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

## 2. ОСНОВНЫЕ ФОРМУЛЫ И СООТНОШЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ

— коэффициент стоячей волны.

$$\text{КСВ} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{отр}} - U_{\text{отр}}}$$

$U_{\max}$  — максимальное СВЧ напряжение в антенне;

$U_{\min}$  — минимальное СВЧ напряжение в антенне;

$U_{\text{пад}}$  — падающее напряжение в антенне;

$U_{\text{отр}}$  — падающее напряжение в антенне;

— значение отношения напряжения в Дб:

$$N_{\text{дб}} = 20 \lg \frac{u_1}{u_2}, \text{ Дб}$$

— значение отношения мощностей в дБм;

$$P_{\text{мощн}} = 10 \lg(P_{\text{сигн}}/1 \text{ мВт}), \text{ дБм}$$

— значение отношения напряжения в дБн;

$$P_{\text{напр}} = 20 \lg \frac{U_{\text{сигн}}}{775 \text{ мВ}}, \text{ дБн}$$

— значение отношения токов в дБт;

$$P_{\text{ток}} = 20 \lg(I_{\text{сигн}}/1,20 \text{ мА}), \text{ дБт};$$

$R_{\text{ом}}$  — волновое сопротивление антенны;

$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$  — соотношение сигнал /шум;

$N_0 = K_{\text{ш}} K T_0$  — энергия шумового сигнала;

$$q = \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F_{\text{п}}}$$

— доля энергии помехового сигнала попадающего в тракт приема РЭС;

$\Pi_{\text{п}} = K * \mathcal{E}_{\text{п}} * q$  — плотность потока мощности помехового сигнала;

$\mathcal{E}_{\text{п}} = P_{\text{пт}} G_{\text{пт}}$  — энергетический потенциал помехового передатчика;

$\Pi_{\text{п}} = K \frac{\mathcal{E}_{\text{п}} * \Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F_{\text{п}}}$  — плотность мощности помехового сигнала с учетом доли попадания в тракт приема РЭС;

$\mathcal{E}_{\text{п}} / \Delta F_{\text{п}} = S_{\text{п}}$  — Спектральная плотность помехового сигнала ;

$K_{\text{п}} = P_{\text{п}} / (P_{\text{с}})_{\text{вх min}}$  — минимальный коэффициент подавления РЭС;

— плотность мощности сигнала РЭС, РЛС в точке нахождения цели:

$$\Pi_{\text{с}} = \frac{\Pi_{\text{ц}} * \sigma_{\text{ц}}}{4\pi R_{\text{ц}}^2} = \frac{PG\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^4}$$

мощность отраженного от цели сигнала РЭС в точке нахождения РЭС;

$$P_{\text{с}} = \Pi_{\text{с}} S_{\text{а}} = \frac{PG\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^4} * S_{\text{а}}$$

— плотность мощности отраженного от цели сигнала РЭС в точке нахождения РЭС с учетом площади раскрыва антенны РЭС;

$S_{\text{а}} = \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}$  — площадь раскрыва антенны;

$$P_c = \frac{P * G * \sigma_{\text{ц}} * G_{\text{пр}} * \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4}$$

— мощность отраженного от цели сигнала РЭС с учетом площади антенны РЭС и коэффициента эффективности прохождения сигнала РЭС  $\gamma_c$ .

$P_{\text{пс}} = \frac{P_{\text{пп}} * G_{\text{пп}}}{4\pi R_{\text{пп}}^2}$  — плотность мощности помехового сигнала в точке нахождения РЭС;

$$P_{\text{п}} = P_{\text{пс}} \cdot S'_a = \frac{P_{\text{пп}} \cdot G_{\text{пп}} \cdot G'_{\text{пп}} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot R_{\text{пп}}^2}$$

— мощность помехового сигнала с учетом площади антенны РЭС;

$S_a = \frac{G'_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}$  — площадь антенны РЭС, при приеме помехового сигнала;

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

— мощность помехового сигнала, попадающего в тракт приема РЭС(РЛС);

$$K \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_c} \right) = \frac{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} \cdot G'_{\text{пр}} \Delta f_{\text{пр}} R_{\text{ц}}^4 \gamma_{\text{п}}}{P \cdot G \cdot G_{\text{пр}} \sigma_{\text{ц}} R_{\text{пп}}^2 \Delta F_{\text{п}} \gamma_c}$$

— коэффициент подавления полезного для РЭС сигнала при разнесении передатчика помех и защищаемой цели;

$$K \left( \frac{P_{\text{п}}}{P_c} \right) = \frac{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} \cdot R_{\text{ц}}^2 \gamma_{\text{п}}}{P * G * \sigma_{\text{ц}} \Delta F_{\text{п}} \gamma_c}.$$

— коэффициент подавления случае расположения передатчика помех на защищаемой цели ;

$$R_{\text{ц мин}} = \sqrt[4]{\frac{P \cdot G \cdot G_{\text{пр}} \cdot \sigma_{\text{ц}} \Delta F_{\text{п}} R_{\text{пп}}^2 \gamma_c K_{\text{п}}}{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} G'_{\text{пр}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}}}}$$

— минимальная дальность подавления РЭС при разнесении передатчика помех и защищаемой цели;

$$R_{ц\text{ мин}} = \frac{P \cdot G \cdot G_{\text{пр}} \cdot \sigma_{ц} \Delta F_{\text{п}} R_{\text{пп}}^2 \gamma_{с} K_{\text{п}}}{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} G'_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} R_{ц\text{ мин}}^4 * \gamma_{\text{п}}}$$

— минимальная мощность передатчика помех для подавления РЭС при разнесении передатчика помех и защищаемой цели;

$$R_{ц\text{ мин}} = \sqrt{\frac{P \cdot G \cdot \sigma_{ц} \cdot \Delta F_{\text{п}} \cdot \gamma_{с} \cdot K_{\text{п}}}{4\pi P_{\text{пп}} \cdot G_{\text{пп}} \cdot \Delta f_{\text{пр}} \cdot \gamma_{\text{п}}}}$$

— минимальная дальность подавления случае расположения передатчика помех на защищаемой цели ;

$$P_{\text{пп мин}} = \frac{P \cdot G \cdot \sigma_{ц} \Delta F_{\text{п}} \gamma_{с} K_{\text{п}}}{4\pi G_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} R_{ц\text{ мин}}^2 * \gamma_{\text{п}}}$$

— минимальная мощность передатчика помех для подавления РЭС случае расположения передатчика помех на защищаемой цели ;

$$F_{\text{д}} = 2 \cdot f_{с} \cdot \frac{V_{ц}}{c} \cos \beta$$

— доплеровское отклонение частоты движущегося объекта с скоростью  $V_{ц}$ ;

$$d = (2n - 1); n = 0, 1, 2, \dots$$

— длина пассивного дипольного отражателя;

$$\sigma_0 = K_d \cdot n \cdot \Sigma \sigma_i$$

— эффективная площадь рассеивания облака дипольных отражателей, где  $K_d$  — коэффициент эффективности,  $n$  — число диполей, — ЭПР одного дипольного отражателя;

$$N_{\text{д.мин}} = \sigma_{\text{ц}} / \sigma_0 = \sigma_{\text{ц}} / 0,17 \lambda^2$$

Минимальное число дипольных отражателей, необходимое для маскировки цели облаком диполей;

$$d = \sqrt{2R_{\text{зем}}h} = 3,57\sqrt{h} \text{ — дальность действия}$$

передатчика в зависимости от высоты подвеса антенны передатчика;

$$d = 4,12 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ — дальность связи радиостанций, в}$$

зависимости от высоты подвеса антенн передатчика и приемника.

### 3. ЗАДАЧИ

3.1 Мощность передатчика помех увеличили в  $n$  раз. Насколько  $D_b$  увеличится напряжение сигнала на выходе антенного устройства?  $n=3$ ;  $n=10$ ;  $n=25$ ;  $n=49$ .

3.2 КСВ по выходу передатчика помех станции радиоразведки равен  $n$ . Какая доля мощности излучается в эфир при  $n=1,2$ ;  $n=1,8$ ;  $n=2,0$ ;  $n=2,5$ .

3.3 Мощность передатчика помех  $P$  дБм. Какой минимальный ток протекает в антенне если ее волновое сопротивление  $R_{ом}$ .

$P$  дБм = 50 дБм; 250 дБм; 1250 дБм.

$R_{ом}$  = 50 ом; 75 ом; 600 ом.

3.4 Вычислить значение мощности, напряжения, тока при приведенных в таблице величинах:

| Величина        | 0,034 | 0,276 | 3,562 | 12,48 | 17,86 |
|-----------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Мощность, дБм   |       |       |       |       |       |
| Ток, дБт        |       |       |       |       |       |
| Напряжение, дБн |       |       |       |       |       |

3.5 Рассчитать эффективную площадь антенны станции радиотехнической разведки  $S_e$ , имеющий коэффициент усиления  $G$

дБ на частоте  $f$  МГц и  $K_{\text{исп}}$  — коэффициент использования площади антенны.

|                  |     |      |       |
|------------------|-----|------|-------|
| G, дБ            | 10  | 100  | 1000  |
| F, МГц           | 100 | 1000 | 10000 |
| $K_{\text{исп}}$ | 1   | 0,6  | 0,45  |
| $S_e$            |     |      |       |

3.6 Определить коэффициент усиления круговой зеркальной антенны на частоте  $f$  МГц, , при потерях  $\nu$  для диаметров антенны  $D_m$  в соответствии с таблицей:

|           |     |     |      |      |
|-----------|-----|-----|------|------|
| $D_m$ , м | 1,5 | 2,4 | 4,8  | 7    |
| F, МГц    | 100 | 600 | 1200 | 6000 |
| $\nu$     | 0,2 | 0,4 | 0,6  | 0,8  |
| G         |     |     |      |      |

3.7 Средняя высота носимых радиостанций радиоперехвата над уровнем Земли соответствует 1,2 м. На какой высоте должна быть установлена базовой станции, чтобы обеспечить зоны покрытия радиусом  $D$  км.

3.8 Определить плотность мощности сигнала помехи  $S_n$  при мощности помехи  $P_n = 1$  МВт, коэффициента усиления  $G_n=10$ , доли энергии помехи, попадающей в тракт приема  $q=0,01$  и полосе приемного тракта  $f=1$  МГц.

3.9 Определить минимальное расстояние  $R_{ц\ мин}$  для обнаружения цели станцией радиопомех с следующими параметрами:

$P_c = 1000$  кВт;

$G_c = 20$  дБ — коэффициент усиления РТС;

ЭПР цели — 20 кв.м.

$\Delta F = 100$  МГц — полоса помехового сигнала ;

$K_n = 3$  — коэффициент подавления;

$P_n$  — 100кВт;

$G_n$  — коэффициент усиления антенны помехового передатчика

$\Delta f$  МГц — полоса приемника РТС;

$V$  — коэффициент эффективности помехового сигнала.

3.10 При каком значении энергетического потенциала передатчика помех  $\mathcal{E}_n$  минимальное расстояние  $R_{ц\ мин}$  обнаружения уменьшится вдвое?

3.11 Определить минимальную дальность  $R_{ц\ мин}$  подавления станции РЛС активными помехами. При этом:

$P_{рлс} = 600$  Вт — мощность РЛС;

$G_{рлс} = 1000$  — коэффициент усиления антенны РЛС;

ЭПР = 3 кв. м — эффективная площадь рассеивания цели;

$K_n = 5$  коэффициент подавления;

$P_n = 100$  кВт — мощность передатчика помех;

$G_n = 5$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$V = 0,5$  — коэффициент эффективности помехового сигнала.

3.12 Определить минимальную мощность передатчика помех  $P_{п\text{ мин}}$  при следующих характеристиках передатчика помех и подавляемой РТС:

$P_{рлс}=100$  кВт — мощность РЛС;

$G_{рлс}= 10$  — коэффициент усиления антенны РЛС;

$ЭПР = 10$  кв. м — эффективная площадь рассеивания цели;

$K_{п}=3$  — коэффициент подавления;

$P_{п}=100$  кВт — мощность передатчика помех;

$G_{п}=5$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$V_{п}=0,5$  — коэффициент эффективности;

$\Delta F=100$  МГц — полоса помехового сигнала;

$\Delta f$  МГц — полоса приемника РТС;

$R_{ц} = 50$  км — расстояние между передатчиком помех и РТС.

3.13 Определить ЭПР цели, которая будет обнаружена с расстояния  $= 30$  км, при характеристиках РТС и передатчика помех:

$P_{с}=1$  МВт — мощность РЛС;

$G_{рлс}= 20$  коэффициент усиления антенны РЛС;

$ЭПР = 10$  кв. м — эффективная площадь рассеивания цели;

$K_{п}=3$  коэффициент подавления;

$P_{п}=50$  кВт — мощность передатчика помех;

$G_{п}=5$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$V_{п}=0,5$  — коэффициент эффективности

$\Delta F=100$  МГц — полоса помехового сигнала;

$\Delta f$  МГц  $= 0,5$  МГц — полоса приемника РТС;

$R_{ц} = 30$  км — расстояние между передатчиком помех и РТС.

3.14 Определить коэффициент усиления антенны РЛС  $G_{\text{рлс}}$  при длине волны 6 м, мощности помехового сигнала у приемника РЛС  $P_{\text{п}} = 0,0000325$  Вт, мощность передатчика помех 50 Вт, коэффициент усиления антенны передатчика помех  $G_{\text{п}} = 10$  и расстояние до цели  $R_{\text{ц}} = 35$  км.

3.15 Определить коэффициент подавления  $K_{\text{п}}$  при следующих условиях:

$P_{\text{рлс}} = 1000$  кВт — мощность РЛС;

$G_{\text{рлс}} = 20$  коэффициент усиления антенны РЛС;

$\Delta F = 25$  кв. м — эффективная площадь рассеивания цели;

$K_{\text{п}} = 3$  — коэффициент подавления;

$P_{\text{п}} = 50$  кВт — мощность передатчика помех;

$G_{\text{п}} = 5$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$V_{\text{п}} = 0,5$  — коэффициент эффективности;

$\Delta F = 100$  МГц — полоса помехового сигнала;

$\Delta f_{\text{МГц}} = 0,5$  МГц — полоса приемника РТС;

$R_{\text{ц}} = 20$  км — расстояние между передатчиком помех и РТС.

3.16 Определить требуемую мощность передатчика помех, необходимого для обеспечения радиотехнической маскировки сигналов РЛС, если  $P_{\text{с}} = 50$  кВт, полоса помехового сигнала и полоса приемника РЛС связаны соотношением  $\Delta F_{\text{п}} = 3 \Delta f_{\text{пр}}$ ,  $G_{\text{рлс}} = 3 G_{\text{п}}$ ,  $R_{\text{ц}} = 2 R_{\text{п}}$ .

3.17 Рассчитать максимально достижимую скорость передачи  $C$  данных в радиоканале при соотношении  $P_{\text{сиг}}/P_{\text{шум}} = 20$  дБ и полосе пропускания  $\Delta f = 1$  МГц.

3.18 Во сколько раз снижается дальность  $R_{\text{ц}}$  радиоподавления, если полоса пропускания приемного устройства в  $n$  раз шире оптимального?

3.19 Определить спектральную плотность мощности  $S_{\text{п}}$  помехового сигнала при:

$P_{\text{п}} = 10000$  Вт — мощность передатчика помех;

$G_{\text{п}} = 20$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$q = 0,02$  — доля энергии помехового сигнала, попадающая в тракт приема РТС;

$f = 0,5$  МГц — ширина полосы приема РТС.

3.20 Энергетический потенциал РТС РЭБ увеличен в 10 раз.

Во сколько раз увеличится минимальное расстояние обнаружение цели  $R_{\text{ц}}$ ?

3.21 Определить, на каком удалении  $R_{\text{п}}$  от радиоприемника необходимо разместить передатчик помех, чтобы обеспечить радиотехническую маскировку сигналов РЭС, если известно:

$R_{\text{с}} = 30$  км — расстояние до РЭС;

$G_{\text{с}} = G_{\text{п}}$  — коэффициенты усиления антенн РЭС и передатчика помех;

$\Delta F_{\text{ш}} = 3 \Delta f$  пр. — шумовая полоса помехи в 3 раза превышает полосу приемного тракта РЭС;

$$P_{\text{с}} = 2P_{\text{ш}};$$

$P_{\text{с}}$  — мощность сигнала;  $P_{\text{ш}}$  — мощность помехи.

3.22 Средняя высота носимых станций радиоперехвата над уровнем Земли составляет 1,5 м. На какой высоте должна быть расположена базовая станция, чтобы обеспечить зону покрытия  $d$  км?

3.23 Сколько дипольных отражателей должно входить в пачку, предназначенную для создания облака помех с ЭПР = 50 кв.м, для РЛС с длиной волны 5 см?

3.24 Имеются дипольные отражатели с длинами 180 см, 90 см, 18 см, 9 см, с коэффициентом отражения  $K = 0,9$ . Рассчитать несущие частоты, которые будут эффективно отражаться этими дипольными отражателями.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Никольский, Б.А. Основы радиоэлектронной борьбы / Б.А. Никольский. — Самара : Изд-во Самарского университета, 2018. — 262 с.
2. Семенихин, Д.В., Юханов Ю.В., Привалова Т.Ю. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронная разведка. Радиоэлектронное противодействие: учебное пособие / Д.В. Семенихин, Ю.В. Юханов, Т.Ю. Привалов. — Таганрог : Изд. ЮФУ, 2015. — 252 с.
3. Основы теории радиоэлектронной борьбы / Под ред. Н.Ф. Николенко. — М. : Б , 1987. — 352 с.
4. Цветнов, В.В. Радиоэлектронная борьба : радиоразведка и радиопротиводействие / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И.Куприянов. — М. : МАИ, 1998. — 248 с.
5. Надольский, А.Н. Теоретические основы радиотехники: учебное пособие / А.Н. Надольский. — Минск : БГУИР. — 232 с.
6. Макаренко, С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьбы / С.И. Маккренько. — С-Пб : Наукоемкие технологии, 2017. —546 с.
7. Осипов, А.С. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП / А.С. Осипов. — Красноярск : Сиб. Фед. Университет, 2013. — 344 с.
8. Пудовкин, А.П. Электромагнитная совместимость и помехозащищенность РЭС / А.П. Пудовкин, Ю.Н. Панасюк. — Томск : Изд. ФГ БОУ ВПО ТГУ.

9. Радзиевский, В.Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. — М.: Радиотехника, 2004.

10. Современная радиоэлектронная борьба./ А.А. Агафонов [и др.]. — М.: Радиотехника, 2006.

11. Горячкин, О.В. Лекции по статистической теории систем радиотехники и связи / О.В. Горячкин. — М.: Радиотехника, 2008.

12. Михайлов, Р. Л. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США: военно—теоретический труд / Р. Л. Михайлов. — СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. — 131 с.

Учебное издание

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ  
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

*Учебно-методическое пособие*

*Составители:* **Руднев** Евгений Петрович,  
**Щекатурин** Андрей Алексеевич

*В авторской редакции*

Изд. № 72/2022. Объем 5 п.л. Усл. печ. л. 4,65. Уч.-изд. л. 4,9.  
РИИЦМ ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»