МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П. КОРОЛЕВА»

Б.А. НИКОЛЬСКИЙ

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Часть 1

Учебное пособие

САМАРА 2004

УДК 621.396.6.(075)

Б.А. Никольский. Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов. Часть 1: Учеб. пособие./Самар. гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2004. 110 с.

ISBN 5-7883-0290-0

Рассмотрены физические основы методов активного радиопротиводействия радиоэлектронным средствам управления войсками и оружием. Приведены структурные схемы некоторых средств создания активных помех. Изложены проблемы тактики применения методов и средств радиоэлектронного подавления при защите летательных аппаратов. Даны расчётные соотношения для определения технических характеристик средств радиопротиводействия.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 200700 – «Радиотехника».

Разработано на кафедре «Радиотехнические устройства».

Ил. 71. Библиогр.: 23 назв.

Печатается по решению редакционно - издательского совета Самарского государственного аэрокосмического университета

Рецензенты: канд. техн. наук, доц. *Е.А.Муштаков*;
канд. техн. наук, доц. *А.И.Махов*

ISBN 5-7883-0290-0 © Самарский государственный аэрокосмический университет, 2004

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список условных сокращений 5
Введение 8
1 Общие сведения о методах и средствах радиопротиводействия 10
1.1 Классификация помех 10
1.2 Особенности тактики применения средств РПД 17
1.3 Дальность действия активных систем РПД 23
2 Активные помехи РТС, работающим в режимах обзора пространства 30
2.1 Непрерывные шумовые помехи 30
2.1.1 Общие положения 30
2.1.2 Прямошумовые помехи 32
2.1.3 Помехи модуляционного типа 33
2.2 Импульсные помехи 39
2.2.1 Синхронные многократные импульсные помехи 39
2.2.2 Хаотические импульсные помехи 42
2.3 Длительное запоминание частоты 44
3 Активные помехи РТС, работающим в режимах автоматического сопровождения целей по направлению 53
3.1 Общие положения 53
3.2 Помехи системам АСН с последовательным сравнением сигналов 56
3.2.1 Принцип действия системы АСН 56
3.2.2 Помехи, прицельные по частоте сканирования 58
3.2.3 Заградительные помехи в диапазоне возможных частот сканирования 62
Помехи типа НЧШ 63
Помехи типа СЧС 67
3.2.4 Способы повышения эффективности помех системам АСН с коническим сканированием 71
3.3 Помехи системам АСН с одновременным сравнением сигналов 74
3.3.1 Принцип действия системы АСН 74
3.3.2 Мерцающие помехи 76
3.3.3 Прерывистые помехи 79

4 Активные помехи РТС, работающим в режимах авто-
автоматического сопровождения целей по дальности 81
4.1 Общие положения 81
4.2 Принцип действия системы АСД 82
4.3 Шумовые помехи 85
4.4 Имитирующие помехи 86
4.5 Кратковременное запоминание частоты 90
5. Активные помехи РТС, работающим в режимах авто-
автоматического сопровождения целей по скорости 95
5.1 Общие положения 95
5.2 Принцип действия системы АСС 96
5.3 Шумовые помехи 98
5.4 Имитирующие помехи 99
5.5 Изменение частоты ретранслируемых сигналов 104
Библиографический список 108

СПИСОК УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

А – приёмно-передающая антенна.
АД – амплитудный детектор.
АМ – амплитудная модуляция.
АП – антенный переключатель.
$А_п$ – антенна передающая.
$А_{пр}$ – антенна приёмная.
АПЧ – автоматическая подстройка частоты.
АРУ – автоматическая регулировка усиления.
АСД – автоматическое сопровождение целей по дальности.
АСН - автоматическое сопровождение целей по направлению.
АСС - автоматическое сопровождение целей по скорости.
АУС – анализатор уровня сигнала.
АЧ – анализатор частоты.
АЧМ – амплитудно-частотная модуляция.
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.
ВР – временной различитель.
ВУ – видеоусилитель.
ВхУ – входное устройство.
ВЦ – входная цепь.
Г – гетеродин.
ГВЧ – генератор высоких частот.
ГГК – генератор гармонических колебаний.
ГЗОС – генератор с запаздывающей обратной связью.
ГМК – генератор модулирующих колебаний.
ГНЧ – генератор низких частот.
ГП – генератор поиска.
ГПН – генератор пилообразного напряжения.
ГСИ – генератор селекторных импульсов.
ГСН – головка самонаведения.
ГУН – генератор управляющего напряжения.
ГШ – генератор шума.
ЗАК – зенитный артиллерийский комплекс.
ЗУР – зенитная управляемая ракета.
ИУ – исполнительное устройство.
ИШ – источник шума.

К – коммутатор.
КОМ – компенсатор.
КП – командный пункт.
Кп – коэффициент подавления.
КРЛ – командная радиолиния.
ЛА – летательный аппарат.
ЛБВ – лампа бегущей волны.
ЛЗ – линия задержки.
ЛОВ – лампа обратной волны.
ЛС – линия связи.
ЛЦ – ложная цель.
НИ – накопитель импульсов.
НЧШ – низкочастотные шумы.
ОГ – ограничитель.
ОДО – облако дипольных отражателей.
ОУ – оконечный усилитель.
П – передатчик.
ПВО – противовоздушная оборона.
ПП – постановщик помех.
Пп – передатчик помех.
Ппс – плотность потока мощности помеховых сигналов.
Пр – приёмник.
Пс – плотность потока мощности отраженных сигналов.
ПУ – предварительный усилитель.
ПФ – полосовой фильтр.
Пц – плотность потока мощности сигналов облучения цели.
Р – ракета.
РПД – радиопротиводействие.
РСН – равносигнальное направление.
РСП – равносигнальная плоскость.
РТС – радиотехническая система.
РФ – режекторный фильтр.
РЭС – радиоэлектронное средство.
С – синхронизатор.
СВЗ – схема временной задержки.
СВЧ – сверхвысокие частоты.
СЗ – схема захвата.

СЗЧ – система запоминания частоты.
СКП – система комплексной перестройки.
СМ – смеситель.
СП – система поиска.
СПЗ – система поиска и захвата.
СС – схема совпадений.
СУЗ – система управляемой задержки.
СЧС – скользящая частота сканирования.
УВЧ – усилитель высокой частоты.
УГ – управляющий генератор.
УПЧ – усилитель промежуточной частоты.
УУ – устройство управления.
УУПЧ – узкополосный усилитель промежуточной частоты.
Ф – фильтр.
ФВ – фазовращатель.
ФМС – формирователь модулирующих сигналов.
ФЦ – формирующая цепь.
ХИП – хаотические импульсные помехи.
Ц – цель.
ЧД – частотный детектор.
ЧМ – частотная модуляция.
ЭВП – электронно-вакуумный прибор.
Эп – энергетический потенциал станции помех.
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния.
ЭЦ – энергетический центр.

ВВЕДЕНИЕ

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

В настоящее время основу систем управления войсками и оружием во всех видах вооружённых сил современных государств составляют радиоэлектронные средства. Наиболее широко такие средства используются в авиации, 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 управления войсками и оружием под воздействием 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 силу логики вооружённой борьбы развитие методов и средств РПД породило контррадиопротиводействие, в задачу которого входит разработка методов и средств, снижающих эффективность РПД, обеспечивающих получение информации с помощью радиоэлектронных средств в условиях

радиопротиводействия и затрудняющих противнику организацию и применение средств РПД.

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 радиовойной [1] (радиоэлектронной войной [2], радиоэлектронной борьбой [3, 9]). Успех в радиовойне достигается превосходством над противником в количестве и качестве радиоэлектронной техники, умением её боевого применения, обеспечением скрытности работы и внезапности действия.

В первой части учебного пособия рассмотрены физические основы наиболее распространенных методов активного радиопротиводействия и приведено структурное построение некоторых средств создания помех в основном применительно к защите летательных аппаратов (ЛА) различного назначения, однако большинство методов может быть использовано и для защиты других объектов наземного и надводного базирования. Приведены также некоторые аспекты тактики применения активных средств РПД.

Во второй части пособия будут рассмотрены методы и средства создания пассивных помех, методы перенацеливания РТС управления оружием, методы снижения радиолокационной контрастности защищаемых ЛА, комплексирование средств РПД и другие вопросы радиоэлектронной защиты ЛА.

Искреннюю благодарность автор выражает доцентам Е.А.Муштакову и А.И.Махову за рецензирование пособия и советы, способствовавшие его улучшению.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

1.1. Классификация помех

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

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

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

Организованные помехи создаются специальной аппаратурой с целью подавления РЭС. В данном пособии рассматриваются характеристики только организованных помех, способы их реализации, эффективность воздействия на различные каналы подавляемых РЭС.

По виду средств создания помех различают активные и пассивные помехи.

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

Пассивные помехи формируются за счёт отражения зондирующих сигналов подавляемых РЭС от искусственно создавае-

мых отражателей, например облаков дипольных отражателей (ОДО) (рис. 1.1), изменением свойств среды распространения радиоволн, уменьшением эффективной отражающей поверхности (ЭПР) объектов защиты и т.п.

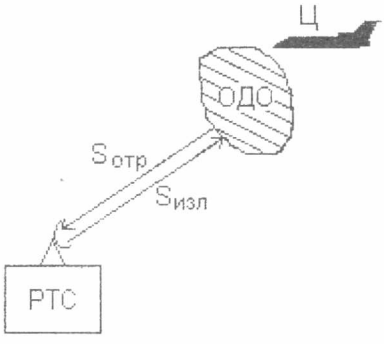


Рис.1.1 Формирование пассивных помех

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

Маскирующие помехи ухудшают характеристики приемных устройств подавляемых РЭС, создают на экранах индикатором мешающий фон, который значительно затрудняет или полностью исключает обнаружение и распознавание объектов, выделение полезных сигналов, отражённых от целей, не позволяют измерить с необходимой точностью параметры сигналов, несущих информацию о состоянии целей (пространственном положении, параметрах движения и т.д.). Используя терминологию теории обнаружения, можно сказать, что вероятность правильного обнаружения при действии маскирующих помех может быть снижена практически до нуля. С увеличением мощности помех их маскирующее действие возрастает.

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

Действие ***подавляющих*** помех основано на том, что усилительные тракты реальных приёмников РЭС имеют ограниченный динамический диапазон входных сигналов. Поэтому можно создать некоторое значение мощности помехового сигнала на входе РЭС, при котором приёмные каналы теряют возможность выполнять свои функции по выделению полезной информации. Особенно сильно перегружаются последние каскады

УПЧ, рабочая точка которых при воздействии мощной помехи выходит за пределы линейного участка амплитудной характеристики и полезный сигнал подавляется помехой. Упрощенно действие подавляющих помех показано на рис. 1.2, где приведены

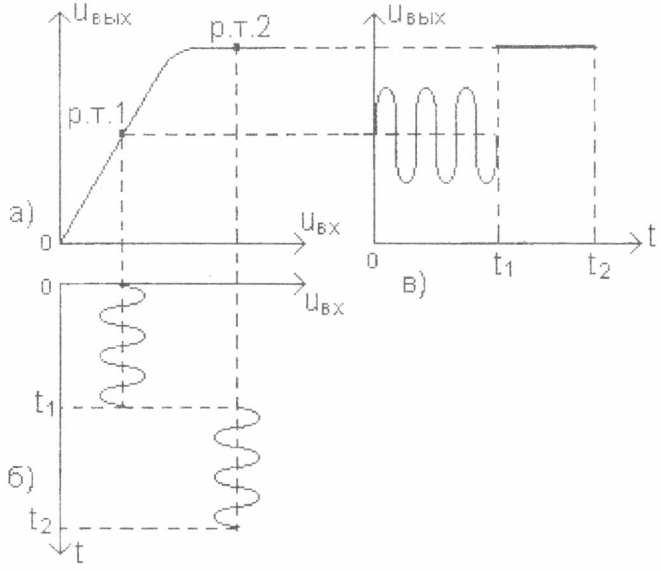


Рис.1.2 Воздействие подавляющих помех на приёмное устройство: а – амплитудная характеристика приёмника; б – входные сигналы; в – выходные сигналы

амплитудная характеристика приёмника *а* и временные диаграммы сигналов на его входе *б* и выходе *в*. Для наглядности происходящих процессов диаграмма входных сигналов *б* повёрнута на 90° по часовой стрелке.

В интервале времени от 0 до t_1 на входе действует полезный сигнал, рабочая точка (р.т.1) находится на середине линейного участка амплитудной характеристики, перегрузки приёмника нет и сигнал с выхода приёмника используется в последующих устройствах РЭС, например, для формирования отметки цели на экране индикатора обзорной радиотехнической системы (РТС) или для создания управляющих сигналов в системе радиоэлектронного слежения за целью.

В интервале от t_1 до t_2 на вход поступает аддитивная смесь полезного сигнала и мощной помехи, приёмник перегружается, рабочая точка (р.т.2) перемещается в нелинейную область амплитудной характеристики и на выходе приёмника полезный сигнал отсутствует. Это может привести к тому, что исчезнет отметка цели на экране индикатора обзорной РТС или следящая система из режима сопровождения перейдёт в режим поиска.

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

В первом случае, когда атакующая или атакуемая цель сама несет источник помех, реализуется так называемая ***индивидуальная защита*** объекта (рис. 1.3). Во втором случае источник помех устанавливают на отдельном постановщике помех (ПП), который включают в состав боевой группы для осуществления ***групповой защиты*** объектов (рис.1.4). Часто постановщик помех

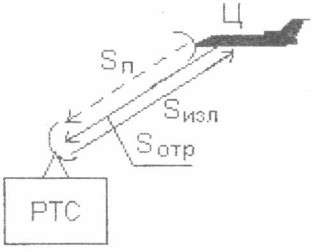


Рис.1.3 Индивидуальная защита цели

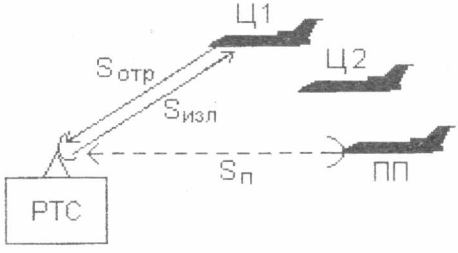


Рис.1.4 Групповая защита целей

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

По перекрытию частотного диапазона помехи разделяют на заградительные и прицельные.

Заградительные помехи имеют широкий спектр частот, во много раз превышающий полосу пропускания подавляемого приёмника (рис.1.5):

$$\Delta F_{\text{п}} >> \Delta f_{\text{пр}},$$

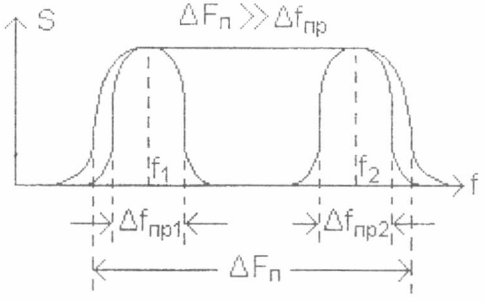


Рис.1.5 Заградительная помеха

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

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

К недостаткам заградительных помех можно отнести малую эффективность использования энергии передатчика помех, так как лишь незначительная доля мощности передатчика попадает на вход приёмника подавляемой РТС. Эта доля приблизительно равна отношению полосы пропускания приёмника $\Delta f_{\text{пр}}$ к ширине спектра помехового сигнала $\Delta F_{\text{п}}$:

$$\Delta f_{\text{пр}} / \Delta F_{\text{п}} = q. \qquad (1.1)$$

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

$$\Pi_{\text{п}} = k\, Э_{\text{п}}\, q, \qquad (1.2)$$

где k – коэффициент пропорциональности; $Э_{\text{п}}$ – энергетический потенциал станции помех:

$$Э_{\text{п}} = P_{\text{пп}}\, G_{\text{пп}},$$

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

Подставляя значение q из (1.1) в (1.2), получим

$$П_п = k\frac{Э_п \Delta f_{пр}}{\Delta F_п}.$$

Отношение

$$Э_п / \Delta F_п = S_п \qquad (1.3)$$

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

Рассмотрим типовой пример.

Если $P_{пп} = 10^3$ Вт; $G_{пп} = 10$; $\Delta F_п = 10^3$ МГц, то

$$S_п = \frac{P_{пп} G_{пп}}{\Delta F_п} = 10\,\text{Вт/МГц}.$$

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

Прицельные помехи имеют относительно узкий спектр частот, соизмеримый с полосой пропускания подавляемого устройства (рис.1.6):

$$\Delta F_п \approx \Delta f_{пр}.$$

Средняя частота спектра помехового сигнала должна примерно совпадать с несущей частотой подавляемой РТС. В этом случае мощность передатчика прицельных помех используется более эффективно, но необходимо точно знать несущую частоту подавляемой РТС. Это усложняет систему управления станцией помех и требует применения высоко-

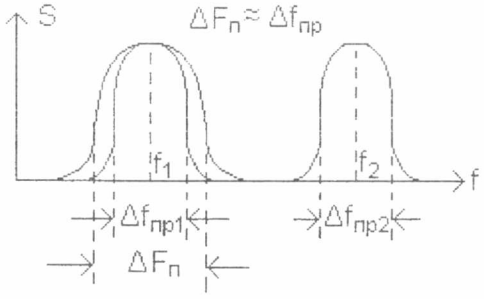


Рис.1.6 Прицельная помеха

частотных генераторов с быстрой перестройкой несущей частоты в широком диапазоне. Кроме того, на рис.1.6 видно, что одновременное создание помех возможно только одной РТС.

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

Рассмотрим пример.

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

$$P_{\text{пп}} = \frac{S_{\text{п}} \Delta F_{\text{п}}}{G_{\text{пп}}} = 5\,\text{Вт}.$$

В предыдущем примере при использовании помех заградительного типа для создания такой же спектральной плотности мощности (в пределах полосы пропускания подавляемого приёмника) необходим передатчик мощностью 10 кВт.

По виду излучения помехи бывают непрерывные и импульсные.

Непрерывные помехи представляют собой высокочастотные непрерывные колебания, модулированные по амплитуде, частоте

или фазе. Иногда используют одновременно амплитудную и угловую (частотную или фазовую) модуляции. В соответствии с видом модуляции различают амплитудно-модулированные (АМ), частотно-модулированные (ЧМ) или амплитудно-частотно-модулированные (АЧМ) помехи. В качестве модулирующего напряжения может использоваться и напряжение шума. В этом случае реализуются непрерывные шумовые помехи.

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

1.2 Особенности тактики применения средств РПД

Управление оружием, как правило, осуществляется многофункциональными радиотехническими комплексами, в которые входят: системы обзора и целеуказания; РТС сопровождения целей по направлению, дальности, скорости; РТС передачи информации (например команд) и др. Поэтому радиопротиводействие таким комплексам также должно носить комплексный характер и воздействовать на различные системы и каналы, полностью подавляя их или снижая эффективность действия этих систем и каналов.

Тактика применения средств РПД должна быть различна на различных этапах функционирования комплекса управления.

- В первую очередь необходимо дезориентировать и подавить системы дальнего обнаружения и целераспределения.
- Далее нужно подавить РТС сопровождения целей и РТС сопровождения управляемого оружия командного пункта, предотвратив тем самым пуск ракеты или стрельбу зенитного артиллерийского комплекса (ЗАК).
- Если пуск состоялся, необходимо воздействовать на бортовые системы радиоуправления: головку самонаведения (ГСН), приёмник командной радиолинии (КРЛ) и т.д. для обеспечения срыва сопровождения, потери цели, перенацеливания на ложные цели, ловушки.
- Если система управления обеспечивает наведение оружия на цель, нужно воздействовать на систему подрыва боевой части в безопасной для защищаемого объекта зоне.

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

Эффективность РПД в сильной степени зависит от общих мер по снижению уязвимости защищаемых объектов: снижение уровней собственных радио-и теплоизлучений, временное ограничение работы излучающих систем, уменьшение эффективной поверхности рассеяния целей и т.д. К этим же мерам относится определение оптимальных моментов включения средств РПД.

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

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

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

Основным критерием эффективности РПД является сохранение защищаемого объекта. Такая оценка эффективности может быть сделана только после завершения боевой операции и анализа выполненных действий. Однако и во время проведения боевой операции нужно осуществлять оценку эффективности РПД в реальном времени, чтобы оперативно адаптировать характеристики сигналов передатчиков помех к изменяющейся

обстановке. Для этого необходимо осуществлять непрерывный контроль за работой облучающих РТС, т.е. производить приём сигналов облучения во время работы передатчиков помех и по реакции подавляемых систем определять моменты изменения режимов их работы.

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

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

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

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

4. Обнаружение новых сигналов облучения во время излучения помех.

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

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

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

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

выключение или отстройку передатчика помех по частоте (способы 2 и 3).

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

Паузы в излучении помех должны быть как можно меньше, чтобы защищаемые объекты не были обнаружены. Значения коэффициента заполнения

$$g = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2},$$

где τ_1 – время работы передатчика помех; τ_2 – передатчик выключен (рис. 1.7) должны составлять не менее 0,99.

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

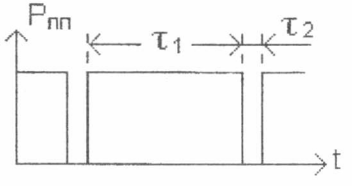


Рис.1.7 Выключение передатчика помех для приёма сигналов облучения: τ_1 – время работы передатчика; τ_2 – передатчик выключен

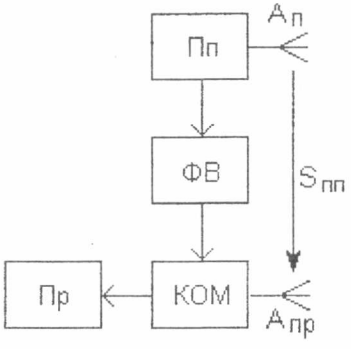


Рис.1.8 Компенсация помеховых сигналов на входе приёмника

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

4. Компенсация сигналов помехи в приёмном тракте системы РПД.

Компенсация основана на различии спектров сигналов облучения и помеховых сигналов. Реализация способа компенсации показана на рис. 1.8. Часть мощности передатчика помех Пп подаётся через фазовращатель ФВ в компенсатор КОМ, включённый на входе приёмника Пр. При соответствующей настройке по амплитуде и фазе осуществляется компенсация части энергии помехового сигнала $S_п$, проникающего в приёмную антенну $А_{пр}$ из передающей антенны $А_п$. Этот метод обеспечивает хорошее подавление помехи при незначительных потерях мощности сигнала подавляемой РТС. При реализации этого метода важно обеспечить жесткий монтаж антенн с конструкцией носителя, так как изменение относительного положения антенн в результате движения носителя в пространстве (вибрации, развороты и т.д.) может привести к неустранимому фазовому рассогласованию и ухудшению работы компенсатора.

5. Фильтрация помехи в приёмном канале.

Фильтрация осуществляется с помощью режекторного фильтра, настраиваемого на центральную частоту спектра сигналов передатчика помех, которая должна совпадать со средней частотой спектра сигналов подавляемой РТС. Структурная схема станции помех с фильтрацией помеховых сигналов приведена на рис. 1.9.

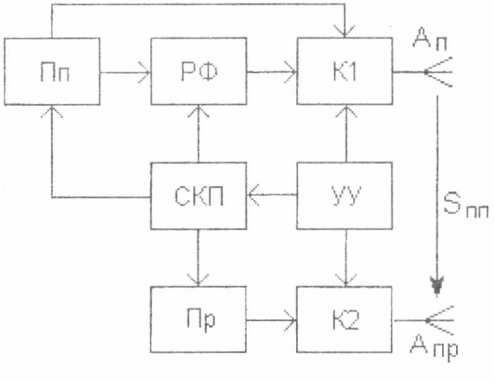


Рис.1.9 Структурная схема станции помех с фильтрацией помеховых сигналов

Сигналы передатчика помех Пп через коммутатор К1 поступают на передающую антенну $А_п$ и излучаются в направлении подавляемой РТС. Спектр излучаемого помехового сигнала показан на рис. 1.10, а. Коммутатор К2 в это время закрыт и помеховые сигналы на вход приёмника Пр не поступают.

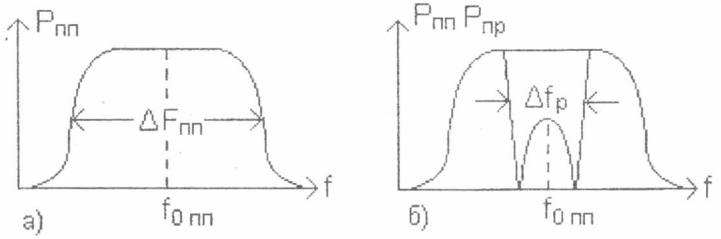


Рис.1.10 Спектральные характеристики помехового сигнала:
а – при отключённом режекторном фильтре; б – при включённом фильтре

Под воздействием устройства управления УУ коммутатор К1 периодически вместо прямого подключения передатчика к антенне подаёт помеховые сигналы на антенну через режекторный фильтр РФ. Одновременно открывается коммутатор К2, подключая приёмную антенну ко входу приёмника, который принимает сигналы подавляемой РТС, давая возможность настроить передатчик помех и режекторный фильтр на частоту сигнала РТС. Если центральная частота передатчика помех $f_{0\,пп}$ настроена правильно, то режекторный фильтр вырежет в спектре помехи $\Delta F_{пп}$ полосу частот $\Delta f_р$, через которую будет беспрепятственно проходить сигнал подавляемой РТС (рис.1.10, б). Если сигнал РТС не появляется в частотной полосе режекции помехи, то устройство управления УУ с помощью системы комплексной перестройки СКП подстраивает приёмник, режекторный фильтр и центральную частоту передатчика до тех пор, пока не появится сигнал РТС.

В этом режиме излучение помехи продолжается с некоторым уменьшением мощности, однако имеется уверенность в том, что центральная частота передатчика помех настроена на частоту подавляемой РТС. Непрерывность излучения помехи является преимуществом данного метода перед методом, предусмат-

ривающим полное выключение помехи в определённые интервалы времени.

6. Использование естественных пауз в излучении передатчика помех, формирующего импульсные помехи, т.е. использование временной развязки между передающей и приёмной антеннами, как это осуществляется в импульсных РТС.

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

- Получение и оценка радиотехнической обстановки.
- Выбор наиболее оптимальных способов РПД.
- Своевременная реализация выбранных способов.
- Оценка эффективности применения РПД.

1.3 Дальность действия активных систем РПД

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

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

$$K_{\text{п}} = \left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх мин}} . \qquad (1.4)$$

Коэффициент подавления $K_{\text{п}}$ равен минимальному отношению мощности помехи $P_{\text{п}}$ к мощности полезного сигнала

$P_с$ на входе подавляемой РТС, при котором вероятность выполнения возложенных на систему задач снижается до заданной величины.

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

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

$$P_п / P_с = k. \qquad (1.5)$$

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

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 1.11, на котором использованы следующие обозначения:

РТС – подавляемая радиотехническая система;

Ц – цель, защищаемый объект;

ПП – постановщик помех;

$S_{обл}$ – сигналы РТС, облучающие цель;

$S_{отр}$ – сигналы, отражённые от цели;

$S_п$ – сигналы помехи, излучаемые аппаратурой постановщика помех;

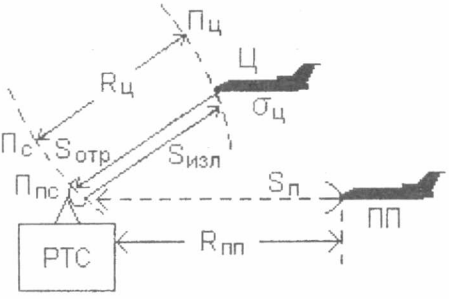


Рис.1.11 К определению коэффициента подавления при групповой защите объектов

$R_ц$ – расстояние от РТС до цели;

$R_{пп}$ – расстояние от РТС до постановщика помех;

$\sigma_ц$ – эффективная поверхность рассеяния цели;

$П_ц$ – плотность потока мощности сигналов облучения в районе нахождения цели;

$П_с$ - плотность потока мощности сигналов, отражённых от цели, в районе приёмной антенны РТС;

$П_{пс}$ - плотность потока мощности помеховых сигналов в районе приёмной антенны РТС.

Определим плотность потока мощности сигналов облучения $П_ц$ на дальности расположения цели $R_ц$:

$$П_ц = \frac{PG}{4\pi R_ц^2}, \qquad (1.6)$$

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

Цель можно рассматривать как вторичный изотропный излучатель сигналов облучения с эффективной поверхностью рассеяния $\sigma_ц$. Тогда плотность потока мощности отражённого сигнала $П_с$ в районе РТС будет равна:

$$П_с = \frac{П_ц \sigma_ц}{4\pi R_ц^2} = \frac{PG\sigma_ц}{(4\pi)^2 R_ц^4}. \qquad (1.7)$$

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

$$P_c = \Pi_c S_A = \frac{PG\sigma_ц S_A}{(4\pi)^2 R_ц^4}. \quad (1.8)$$

Площадь раскрыва S_A связана с коэффициентом усиления приёмной антенны $G_{пр}$ и длиной волны λ следующим соотношением [4]:

$$S_A = \frac{G_{пр}\lambda^2}{4\pi}. \quad (1.9)$$

Подставляя значение S_A из (1.9) в (1.8), получим

$$P_c = \frac{PG\sigma_ц G_{пр}\lambda^2}{(4\pi)^3 R_ц^4}. \quad (1.10)$$

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 γ_c и окончательно получим для мощности полезного сигнала

$$P_c = \frac{PG\sigma_ц G_{пр}\lambda^2\gamma_c}{(4\pi)^3 R_ц^4}. \quad (1.11)$$

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

Плотность потока мощности помеховых сигналов в районе РТС будет равна:

$$\Pi_{пс} = \frac{P_{пп} G_{пп}}{4\pi R_{пп}^2}, \quad (1.12)$$

где $P_{пп}$ – мощность передатчика помех; $G_{пп}$ – коэффициент усиления антенны передатчика помех.

На входе подавляемого приёмника будем иметь

$$P_{п}\Pi_{пс}S'_{А} = \frac{P_{пп}G_{пп}G'_{пр}\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{пп}^2}, \qquad (1.13)$$

где S' - эффективная площадь раскрыва антенны,

$$S'_{А} = \frac{G'_{пр}\lambda^2}{4\pi} \qquad (1.14)$$

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

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

$$P_{п} = \frac{P_{пп}G_{пп}G'_{пр}\lambda^2\Delta f_{пр}\gamma_{п}}{(4\pi)^2 R_{пп}^2\Delta F_{п}}. \qquad (1.15)$$

Подставляя значение мощности полезного сигнала $P_{с}$ из (1.11) и мощности помехового сигнала $P_{п}$ из (1.15), действующих на входе приёмника подавляемой РТС, в (1.5), получим:

$$k = \left(\frac{P_{п}}{P_{с}}\right)_{вх} = \frac{4\pi P_{пп}G_{пп}G'_{пр}\Delta f_{пр}\gamma_{п}R_{ц}^4}{PG\,G_{пр}\sigma_{ц}\Delta F_{п}R_{пп}^2\gamma_{с}}. \qquad (1.16)$$

Это выражение называется основным уравнением радиопротиводействия (уравнением противорадиолокации).

При индивидуальной защите, когда помеховая аппаратура расположена на защищаемом объекте (рис. 1.12), уравнение радиопротиводействия (1.16) несколько упрощается, так как $R_{ц} = R_{пп}$, $S_{А} = S'_{А}$ и $G_{пр} = G'_{пр}$ (приём отражённого от цели и помехового сигналов происходит по одному направлению):

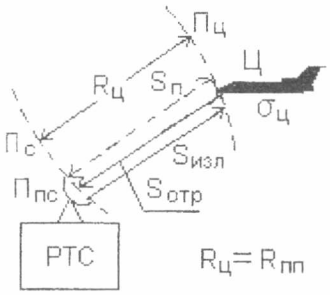


Рис.1.12 К определению коэффициента подавления при индивидуальной защите объектов

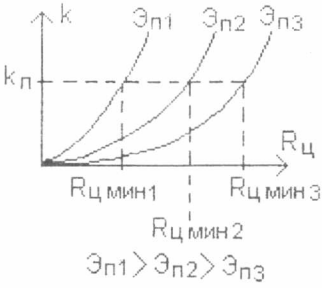


Рис.1.13 Зависимость отношения помеха – сигнал от расстояния до защищаемого объекта и от энергетического потенциала станции помех

$$k = \left(\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{вх}} = \frac{4\pi P_{\text{пп}} G_{\text{пп}} \Delta f_{\text{пр}} \gamma_{\text{п}} R_{\text{ц}}^2}{PG\ \sigma_{\text{ц}} \Delta F_{\text{п}} \gamma_{\text{с}}} \quad . \qquad (1.17)$$

На рис. 1.13 представлена качественная картина изменения коэффициента k от расстояния до защищаемого объекта $R_{\text{ц}}$ и от энергетического потенциала станции помех:

$$Э_{\text{п}} = P_{\text{пп}}\ G_{\text{пп}}.$$

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 $R_{\text{ц min}}$ отношение сигнал / помеха оказывается меньше, чем коэффициент подавления $K_{\text{п}}$, помеха теряет свою эффективность и цель может быть обнаружена РТС на фоне помех.

Такое снижение эффективности воздействия помех объясняется различием характера изменения мощностей помехи и отражённого целью сигнала по мере приближения цели к подавляемой РТС. Из выражения (1.15) видно, что при сближении защищаемого объекта с подавляемой РТС мощность помехи на входе РТС возрастает обратно пропорционально квадрату расстояния $R_{\text{ц}}^2$ (распространение радиоволн в одном направлении). Мощность же отражённого от цели сигнала, согласно выражению (1.11), за счёт распространения в прямом и обратном

направлениях изменяется обратно пропорционально четвёртой степени расстояния $R_{ц}^{4}$.

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

Из уравнения радиопротиводействия (1.16) при заданном коэффициенте подавления $K_{п}$ и при $k = K_{п}$ можно найти минимальную дальность эффективного действия помех для определённого энергетического потенциала станции помех, для известных параметров подавляемой РТС и отражающей способности защищаемого объекта:

$$R_{ц\,min} = \sqrt[4]{\frac{PG\,G_{пр}\sigma_{ц}\Delta F_{п}R_{пп}^{2}\gamma_{с}K_{п}}{4\pi P_{пп}G_{пп}G'_{пр}\Delta f_{пр}\gamma_{п}}}\,. \qquad (1.18)$$

Если задана минимальная дальность действия помех, то можно определить минимально необходимую мощность передатчика помех, которая обеспечит эффективное подавление РТС:

$$P_{пп\,min} = \frac{PG\,G_{пр}\sigma_{ц}\Delta F_{п}R_{пп}^{2}\gamma_{с}K_{п}}{4\pi G_{пп}G'_{пр}\Delta f_{пр}\gamma_{п}R_{ц\,min}^{4}}. \qquad (1.19)$$

Для индивидуальной защиты, решая уравнение (1.17), имеем соответственно:

$$R_{ц\,min} = \sqrt{\frac{PG\,\sigma_{ц}\Delta F_{п}\gamma_{с}K_{п}}{4\pi P_{пп}G_{пп}\Delta f_{пр}\gamma_{п}}}\,, \qquad (1.20)$$

$$P_{пп\,min} = \frac{PG\,\sigma_{ц}\Delta F_{п}\gamma_{с}K_{п}}{4\pi G_{пп}\Delta f_{пр}\gamma_{п}R_{ц\,min}^{2}}\,. \qquad (1.21)$$

2. АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ РТС, РАБОТАЮЩИМ В РЕЖИМАХ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

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

Обзорным РТС могут быть созданы непрерывные шумовые и импульсные помехи.

2.1 Непрерывные шумовые помехи

2.1.1 Общие положения

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

Шум, параметры которого сохраняются примерно постоянными в широком диапазоне частот, иногда называют б е л ы м ш у м о м ввиду сходства его частотного спектра со спектром белого света, который в видимой части является сплошным и равномерным. Такой шум обладает наибольшими маскирующими свойствами среди других видов помех. Он обеспечивает принципиальную возможность маскировки полезных сигналов любой структуры и формы. При воздействии таких шумов вероятность правильного обнаружения полезного сигнала в шумах на выходе оптимального приёмника определяется только отношением энергии сигнала $E_{\text{с}}$ к спектральной плотности шума $S_{\text{п}}$ и не зависит от формы сигнала. Кроме того, как показывает теория обнаружения сигналов в шумах, пороговое соотношение $(E_{\text{с}} / S_{\text{п}})_{\text{пор}}$, соответствующее заданной

вероятности обнаружения при некоторой вероятности ложной тревоги, не зависит и от реализованного способа оптимальной обработки сигнала.

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

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

Примерный вид экрана индикатора кругового обзора РТС при воздействии шумовых помех различной интенсивности показан на рис. 2.1. На рис. 2.1, а приведен случай, когда помеха принимается только по главному лепестку диаграммы направленности антенны приёмного устройства, а на рис. 2.1, б – когда осуществляется приём более мощной помехи и по боковым лепесткам диаграммы.

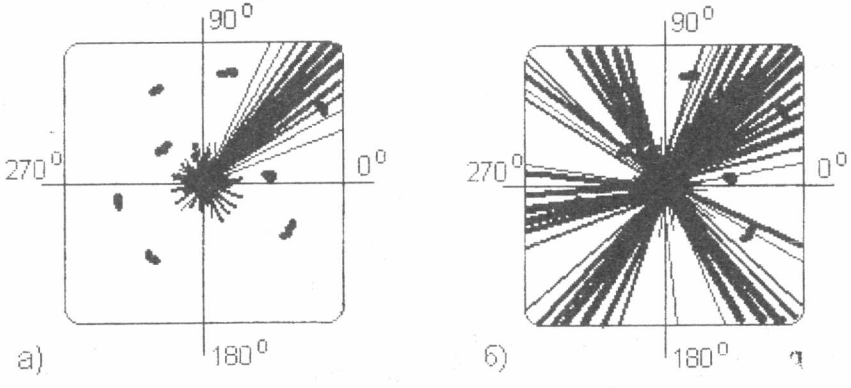


Рис.2.1 Вид экрана ИКО при воздействии шумовых помех различной интенсивности: а – $P_{ш1}$; б – $P_{ш2} >> P_{ш1}$

В зависимости от принципа реализации различают прямошумовые помехи и шумовые помехи модуляционного типа.

2.1.2 Прямошумовые помехи

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

Прямошумовые помехи обладают высокой равномерностью спектра и позволяют перекрыть достаточно широкую полосу частотного диапазона. Характеристики таких помех в наибольшей степени приближаются к параметрам белого шума [2, 6].

Часто в качестве первичных источников шума в СВЧ-диапазоне используют газоразрядные лампы [6].

Упрощенная структурная схема станции РПД, формирующей прямошумовую помеху, приведена на рис. 2.2. Шумовое

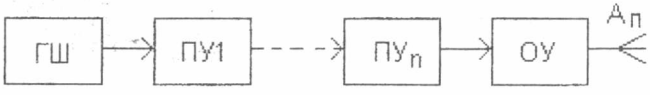


Рис.2.2 Структурная схема станции прямошумовых помех

напряжение от генератора шумов ГШ поступает на вход линейки широкополосных усилителей СВЧ-диапазона, состоящей из промежуточных усилителей ПУ и оконечного усилителя ОУ. Оконечный усилитель нагружен на передающую антенну $А_п$.

Выходная мощность оконечного усилителя $P_{пп}$ и коэффициент усиления антенны $G_{пп}$ определяют энергетический потенциал станции помех:

$$Э_п = P_{пп} G_{пп}.$$

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

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

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

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

2.1.3 Помехи модуляционного типа

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

из видов модуляции преобладает – либо амплитудная, либо угловая (частотная или фазовая) модуляция. В этом смысле и говорят о виде модуляции помехового сигнала.

Амплитудно - модулированные шумовые помехи представляют собой незатухающие гармонические колебания, модулированные по амплитуде шумом:

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}} [1 + S_{\text{мод}} U_{\text{мод}}(t)] \cos \omega_{\text{о}} t, \qquad (2.1)$$

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

Если модулирующий шум имеет постоянную спектральную плотность в пределах участка частотной оси от нуля до $F_{\text{ш max}}$ (рис. 2.3, а), то спектральная плотность модулированного

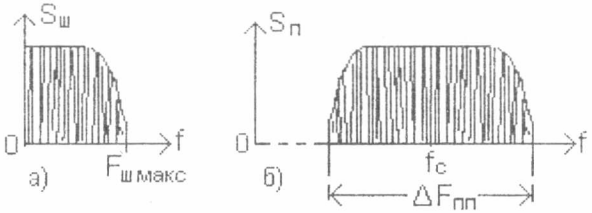


Рис.2.3 Преобразование спектра шумового сигнала при амплитудной модуляции

высокочастотного сигнала, излучаемого в качестве помехи, также будет постоянной. Спектр будет иметь ширину

$$\Delta F_{\text{пш}} = 2 F_{\text{ш max}}$$

и будет смещен в ту область частотного диапазона, центром которой является несущая частота подавляемой РТС $f_{\text{с}}$ (рис. 2.3, б). Как видно из рисунка, спектр помехи включает колебание на несущей частоте и боковые составляющие. Так как маскирующий эффект создают только боковые составляющие спектра, при амплитудной модуляции по прямому назначению используется не более 50% мощности станции помех.

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

На рис. 2.4, а приведено модулирующее шумовое напряжение $u_{ш}(t)$ и обозначен порог возможного ограничения шумов $U_{огр}$. Вид высокочастотного сигнала, промодулированного неограниченным шумом, показан на рис. 2.4, б. Режим модуляции выбран так, чтобы 100-процентная модуляция обеспечивалась пиковыми значениями напряжения модулирующего шума. Как видно из рисунка, среднее значение коэффициента модуляции получается малым и уровень боковых спектральных составляющих оказывается значительно ниже, чем уровень спектральной составляющей, соответствующей несущей частоте. Ввиду этого спектральная плотность помехи в значительной части спектра может оказаться недостаточной для надёжного подавления РТС.

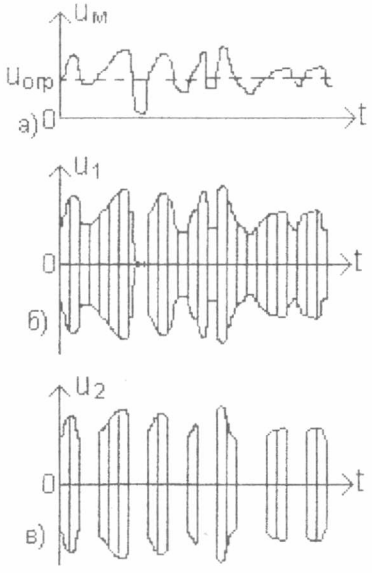


Рис.2.4 Модуляция ретранслируемого сигнала шумовым напряжением: а) вид модулирующего сигнала; б) модуляция без ограничения амплитуды; в) модуляция ограниченным шумом

Модуляция ограниченным шумом (рис. 2.4, в) значительно увеличивает среднее значение коэффициента модуляции, не допуская при этом возникновения перемодуляции. Таким образом, ограничение модулирующих шумов позволяет увеличить мощность боковых составляющих излучаемого сигнала за счёт мощности несущей.

Количественно глубину модуляции шумом характеризуют эффективным коэффициентом амплитудной шумовой модуляции $m_{ш\ эф}$, который равен отношению эффективного значения напряжения модулирующих шумов

$u_{ш\ эф}$ к напряжению, определяющему уровень ограничения $U_{огр}$, т.е.

$$m_{ш\ эф} = (u_{ш\ эф} \ / \ U_{огр}), \qquad (2.2)$$

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

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

$$u_{п}(t) = U_{о} \cos[\omega_{о} t + \Delta\varphi \, u_{ш}(t)], \qquad (2.3)$$

где $\omega_{о}$ - несущая частота; $\Delta\varphi$ - индекс фазовой модуляции; $u_{ш}(t)$ - модулирующее напряжение.

Параметры модулированного сигнала определяются по модуляционной характеристике, представляющей собой зависимость сдвига фазы высокочастотных колебаний от модулирующего напряжения (рис. 2.5). Рабочая точка обычно выбирается в линейной области характеристики. Если при модуляции рабочая точка не выходит за пределы линейного участка, то величина образующегося за счёт модуляции фазового сдвига равна:

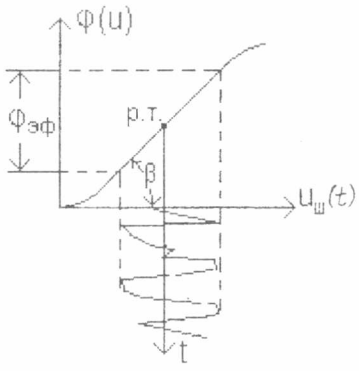


Рис.2.5 Фазовая модуляция шумовым напряжением

$$\varphi(u) = \varphi_{о} + S_{м} \, u_{ш}(t), \qquad (2.4)$$

где $\varphi_{о}$ - начальный фазовый сдвиг; $S_{м} = \mathrm{tg}\beta$ - крутизна модуляционной характеристики; $u_{ш}(t)$ - модулирующее напряжение.

Эффективность использования модулирующего напряжения тем выше, чем больше крутизна $S_{м}$ модуляционной характеристики модулятора. Полоса частот, занимаемая модулированным по фазе высокочастотным сигналом, зависит от ширины спектра модулирующего шума и индекса фазовой модуляции $\Delta\varphi$. Если $\Delta\varphi >> 1$, модуляция получается широкополосной. При этом ширина спектра модулированного колебания значительно превосходит ширину спектра модулирующего шума и приближённо равна [2]:

$$\Delta F_{\text{п}} \approx \Delta\psi \sqrt{\frac{2\pi}{3}} F_{\text{ш макс}} \quad , \tag{2.5}$$

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

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

$$\Delta F_{\text{п}} \approx F_{\text{ш макс}}.$$

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

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

Обобщённая структурная схема станции помех модуляционного типа приведена на рис.2.6.

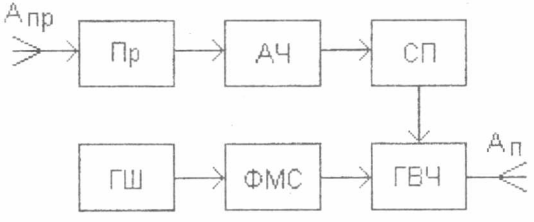


Рис.2.6 Структурная схема станции помех модуляционного типа

Сигналы облучения, поступающие на приёмную антенну $A_{\text{пр}}$, принимаются приёмником Пр и подаются на анализатор частоты АЧ, который определяет значение частоты сигналов облучения. По этой информации система перестройки СП осуществляет настройку генератора высокой частоты ГВЧ передатчика помех на частоту подавляемой РТС. Шумовое напряжение генератора шума ГШ с помощью устройства

формирования модулирующих сигналов ФМС модулирует высокочастотные колебания ГВЧ по амплитуде, частоте или фазе. Сформированные таким образом помеховые сигналы излучаются передающей антенной $А_п$ в направлении подавляемой РТС.

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

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

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

Генераторы на ЛБВ и ЛОВ являются безрезонаторными, что позволяет осуществлять электронную перестройку частоты передатчика помех со скоростью до 100 МГц / мксек [7]. Они могут обеспечить высокую выходную мощность передатчика при хорошей равномерности амплитудно - частотной характеристики (АЧХ). Однако к.п.д. таких ЭВП значительно меньше, чем к.п.д. ГВЧ клистронного и магнетронного типов.

Основные требования к источнику шумов ГШ заключаются в получении достаточно широкого по частотному диапазону и равномерного по уровню мощности спектра. Спектр шумов $\Delta F_ш$ должен перекрывать полосу пропускания подавляемого

приёмника $\Delta f_{пр}$. С учётом нестабильности по частоте ГВЧ ширину спектра помехового сигнала считают оптимальной, когда

$$\Delta F_{ш} \geq 1{,}3\ \Delta f_{пр}.$$

В качестве ГШ используют специальный шумовой диод, работающий в режиме насыщения, или тиратрон, помещённый в магнитное поле. С помощью диода можно получать шумовое напряжение с достаточно широким и равномерным спектром в десятки и сотни мегагерц [5]. Однако интенсивность шума такого источника невысокая. Это вынуждает включать в схему ФМС широкополосные усилители шумового напряжения с высоким коэффициентом усиления, что усложняет ФМС. Интенсивность шумового напряжения тиратрона значительно превосходит интенсивность шума диода, но ширина спектра шумового сигнала тиратрона сравнительно невелика и составляет несколько мегагерц. Поэтому тиратроны в качестве источников шума используются преимущественно при создании прицельных по частоте помех.

2.2 Импульсные помехи

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

2.2.1 Синхронные многократные импульсные помехи

Принцип создания синхронных многократных импульсных помех заключается в следующем.

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

При воздействии таких помех на экранах индикаторов подавляемых РТС помимо отметок от истинных целей будут появляться другие, аналогичные им, имитирующие несу-

ществующие цели. Таким образом можно имитировать группу целей, имеющих одинаковые угловые координаты, но находящихся на различных дальностях.

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

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

Один из вариантов структурной схемы станции помех, формирующей синхронные многократные импульсные помехи, приведён на рис. 2.7, а, а на рис. 2.7, б показаны временные диаграммы сигналов в некоторых точках схемы.

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

Вторая часть принятого сигнала подаётся на систему запоминания частоты СЗЧ, которая генерирует высокочастотные колебания на частоте, близкой к несущей частоте подавляемой РТС *2*. Запомненный сигнал поступает на вход линейки широкополосных высокочастотных усилителей, состоящей из одного или нескольких промежуточных усилителей ПУ и оконечного усилителя ОУ. Необходимое количество усилителей определяется получением требуемых энергетических характеристик станции помех. Исходно усилители закрыты и усиливают входные сигналы только в моменты поступления на них модулирующих импульсов с ФМС *4*.

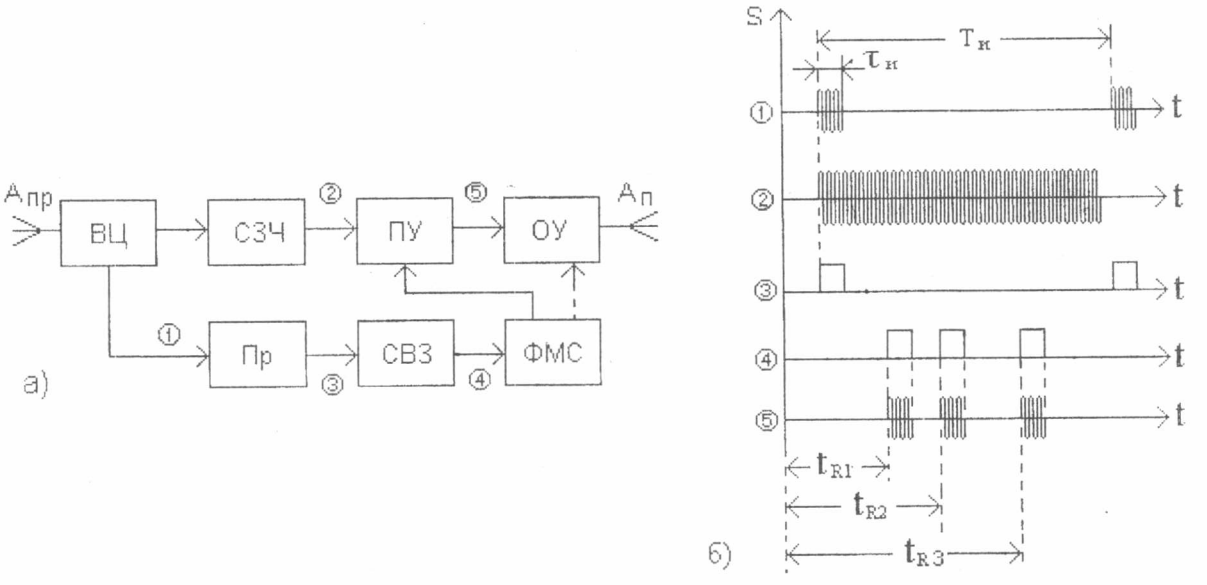


Рис.2.7 Формирование синхронных многократных импульсных помех:
а – структурная схема станции помех; б – временные диаграммы сигналов

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

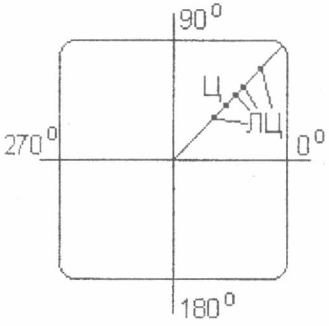


Рис.2.8 Расположение отметок истинных целей Ц и ложных целей ЛЦ на экране ИКО

Передающая антенна излучает сформированную таким образом серию высокочастотных импульсов *5* в направлении подавляемой РТС.

Если период следования импульсов облучения постоянный, то имеется возможность создать на экране подавляемой РТС ложные отметки как запаздывающие относительно отметки цели, так и упреждающие её. На рис. 2.8 показано примерное расположение отметок истинных Ц и ложных целей ЛЦ на экране индикатора для обоих случаев.

2.2.2 Хаотические импульсные помехи

Несинхронные хаотические импульсные помехи представляют собой последовательность радиоимпульсов, несущая частота которых должна быть близка к несущей частоте сигналов облучения, а амплитуда, длительность и интервалы между импульсами изменяются по случайному закону. Такие сигналы создают хаотически разбросанные по экрану индикатора РТС отметки ложных целей. Это значительно затрудняет выделение истинных целей на фоне большого числа исчезающих и вновь появляющихся на других дальностях и на других азимутах помеховых отметок. При определённых условиях может осуществляться воздействие помех по боковым лепесткам диаграммы направленности приемной антенны подавляемой РТС, что еще в большей степени усложнит радиолокационную обстановку (рис.2.9).

Структурная схема одного из вариантов станции радиопротиводействия для создания хаотических импульсных помех приведена на рис. 2.10, а. На рис. 2.10, б показан вид сигналов в некоторых точках схемы. Высокочастотная часть такой станции аналогична станции, формирующей многократные синхронные помехи. Различие состоит в построении канала формирования модулирующих импульсов. Сигналы генератора шума ГШ подаются на

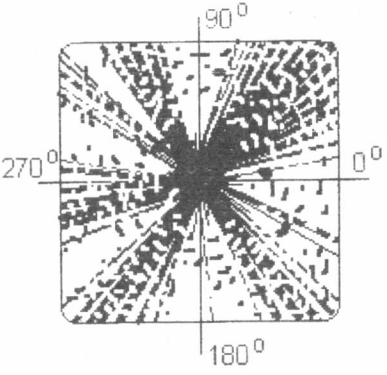
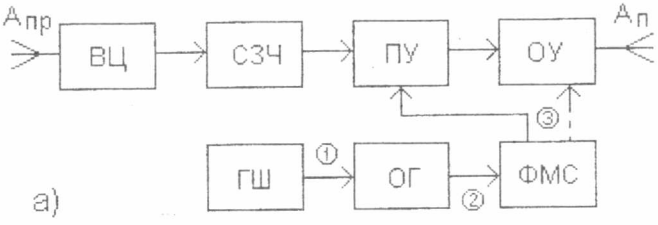


Рис.2.9 Вид экрана ИКО при воздействии хаотических импульсных помех



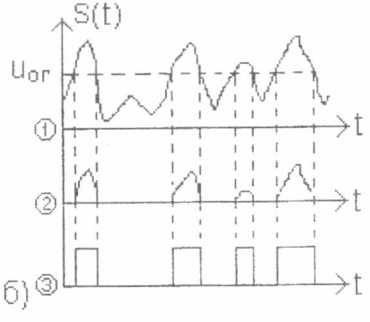


Рис.2.10 Формирование хаотических импульсных помех: а – структурная схема станции помех; б – временные диаграммы сигналов

ограничитель ОГ, на выходе которого появляются отдельные выбросы шумового напряжения, превышающие порог ограничения $U_{ог}$. Из этих выбросов в формирователе модулирующих сигналов ФМС вырабатываются импульсы, характеризующиеся случайным изменением длительности и временного интервала между ними. Изменяя порог ограничения, можно регулировать временные параметры модулирующих сигналов.

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

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

2.3. Длительное запоминание частоты

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

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

В одном из способов реализуется известный принцип автоматической подстройки частоты гетеродина приёмника (АПЧ). На рис. 2.11 приведена структурная схема СЗЧ с использованием АПЧ.

В исходном состоянии система поиска и захвата СПЗ с помощью устройства управления УУ1 изменяет частоту $f_{г1}$ гетеродина Г1 в пределах заданного диапазона по линейному закону. Сигналы облучения с частотой f_c подаются на вход смесителя СМ1. Когда разность частот входного сигнала f_c и сигнала гетеродина $f_{г1}$ будет равна средней частоте настройки усилителя промежуточной частоты УПЧ1 $f_{упч1\ ср}$, подключённого к выходу СМ1, принятый сигнал будет усилен УПЧ1 и после преобразования в частотном детекторе ЧД1 поступит на схему поиска и захвата СПЗ, которая отключает поисковое напряжение от управления гетеродином Г1 и переводит устройство в режим сопровождения по частоте. В этом режиме частота гетеродина будет изменяться под воздействием выходного напряжения частотного детектора ЧД1.

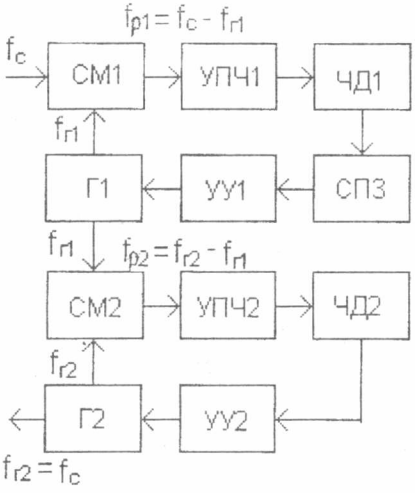


Рис.2.11 Структурная схема длительного запоминания частоты с использованием АПЧ

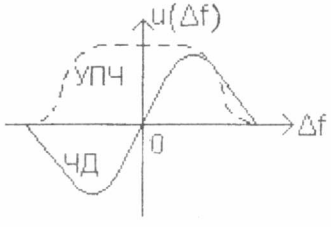


Рис.2.12 Переходная характеристика частотного детектора и амплитудно – частотная характеристика УПЧ

Переходная характеристика ЧД1 обладает нечётной симметрией относительно средней частоты настройки УПЧ1 $f_{упч1\ ср}$. Это видно из рис. 2.12, на котором $\Delta f = f_{р1} - f_{упч1\ ср}$, пунктиром показана также амплитудно-частотная характеристика УПЧ1. Выходное напряжение ЧД1 будет равно нулю, если разностная частота $f_{р1}$ будет равна средней частоте настройки УПЧ1 $f_{упч1\ ср}$. При отклонении $f_{р1}$ от $f_{упч1\ ср}$ на выходе ЧД1 возникает сигнал ошибки,

величина и знак которого определяют величину и сторону частотного рассогласования. Этот сигнал через СПЗ и устройство управления УУ1 будет изменять частоту гетеродина Г1 до тех пор, пока разность частот f_c и $f_{г1}$ не будет равна средней частоте настройки УПЧ1 $f_{упч1\ ср}$.

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

$$f_{р1} = f_c - f_{г1} = f_{упч1\ ср} = \text{const}. \qquad (2.6)$$

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

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

$$\Delta f = f_р - f_{упч1\ ср}$$

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

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

$$f_{р2} = f_{г2} - f_{г1} = f_{упч2\ ср} = \text{const}.$$

Нетрудно посчитать, что при равенстве

$$f_{упч1\ ср} = f_{упч2\ ср}$$

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

В другом способе запоминания несущей частоты сигналов облучения используется принцип одновременного многоканального разделения сигналов по частоте с помощью фильтров. Структурная схема такой системы запоминания приведена на рис. 2.13, а.

В этом случае весь диапазон возможных частот облучения

$$\Delta f_{вх} = f_в - f_н$$

разделяют системой фильтров Ф на ряд поддиапазонов $\Delta f_ф$ (рис. 2.13, б). Параметры фильтров подбирают так, чтобы их амплитудно-частотные характеристики примыкали друг к другу.

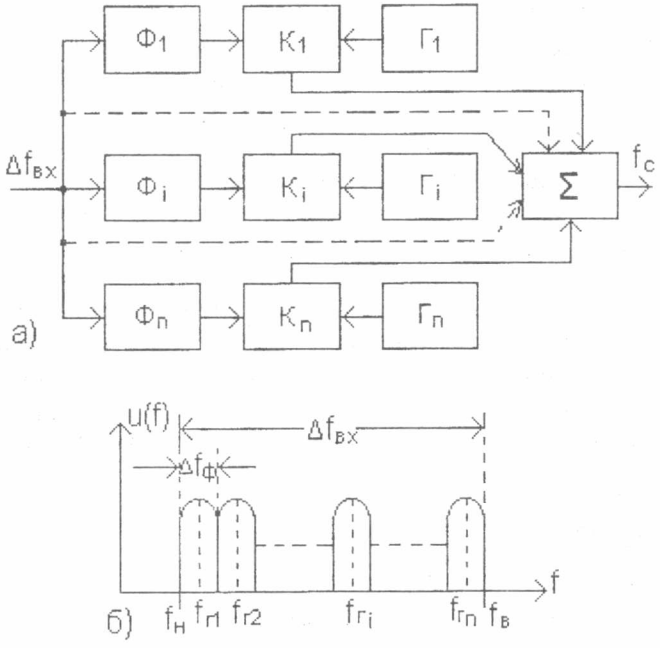


Рис.2.13 Многоканальная система длительного запоминания частоты: а – структурная схема; б – амплитудно - частотные характеристики фильтров

На среднюю частоту каждого фильтра настроен генератор непрерывных колебаний Г. Выходные сигналы каждого генератора через коммутаторы К и общий сумматор Σ поступают на вход

линейки широкополосных высокочастотных усилителей станции. Управление коммутаторами осуществляется сигналами с фильтров. Таким образом, частота выходного сигнала станции помех будет определяться сигналом генератора того канала, через фильтр которого прошел принятый сигнал облучения.

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

$$\delta f = \pm \Delta f_{\Phi} / 2 . \qquad (2.7)$$

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

$$\Delta f_{\Phi} = 2\delta f_{\text{д}} . \qquad (2.8)$$

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

$$N_{\text{фо}} = \Delta f_{\text{вх}} / 2\delta f_{\text{д}} . \qquad (2.9)$$

Основным преимуществом рассмотренного метода является относительная простота схемной реализации отдельных частотных каналов. По сути каждый канал может быть выполнен в виде приёмника прямого усиления (рис.2.14), представляющего собой последовательное соединение усилителя высокой частоты УВЧ, фильтра Ф, детектора Д и видеоусилителя, выходные сигналы которого управляют коммутатором К. Кроме того, такое построение аппаратуры радиопротиводействия обеспечивает малую задержку сигналов в приёмных каналах, что в ряде случаев является определяющим фактором при выборе метода запоминания частоты.

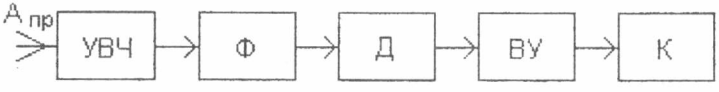


Рис.2.14 Структурная схема приёмника прямого усиления

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

Значительное сокращение количества каналов можно получить при использовании многоканального, так называемого матричного

метода запоминания частоты сигналов облучения. Реализация такого метода осуществляется с помощью многократного (ступенчатого) преобразования частоты входных сигналов. Структурная схема такой системы приведена на рис. 2.15.

Система запоминания состоит из m ступеней преобразования частоты. В каждой ступени n частотных фильтров настроены так, что каждый из них перекрывает некоторый диапазон частот. Фильтры первой ступени Φ_{11}, Φ_{i1}, Φ_{n1} совместно перекрывают весь заданный диапазон входных сигналов $\Delta f_{\text{вх}}$, и каждый из них имеет одинаковую полосу пропускания Δf_1. Фильтры второй ступени Φ_{12}, Φ_{j2}, Φ_{n2} совместно перекрывают поддиапазон частот, равный ширине полосы пропускания одного фильтра первой ступени Δf_1, и каждый из них имеет полосу пропускания Δf_2 и т.д. В результате обеспечиваются следующие соотношения:

$$\Delta f_{\text{вх}} = n\Delta f_1;\ \Delta f_1 = n\Delta f_2;\ \ldots\ \Delta f_{\text{m-1}} = n\Delta fm. \qquad (2.10)$$

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

$$\Delta f_m = \Delta f_{\text{вх}} / n^{\text{m}}. \qquad (2.11)$$

Частоты гетеродинов Γ_{11}, Γ_{12}, $\Gamma_{nm\text{-}1}$ выбираются так, чтобы на выходах всех смесителей СМ_{11}, СМ_{12}, ... $\text{СМ}_{nm\text{-}1}$ получались промежуточные частоты, лежащие на одном и том же частотном интервале, равном полосе пропускания одного фильтра конкретной ступени преобразования. В результате одинакового преобразования сигналов одной ступени получается последовательная трансформация сигналов: из полосы $\Delta f_{\text{вх}}$ в полосу $\Delta f_1 = \Delta f_{\text{вх}} / n$; из полосы Δf_1 в полосу $\Delta f_2 = \Delta f_1 / n$ и т.д. Она достигается применением числа фильтров, равным $N_{\text{фм}} = nm$, и числа гетеродинов $N_{\text{г}} = n(m\text{-}1)$.

Часть мощности сигналов гетеродинов через коммутаторы К и сумматоры $\Sigma_{\text{с}}$ каждой ступени преобразования поступает на соответствующие смесители $\text{СМ}_{\text{с}}$ системы синтеза выходного сигнала с частотой сигналов облучения $f_{\text{с}}$.

Точность воспроизведения частоты сигналов облучения в данной системе определяется полосой пропускания последней

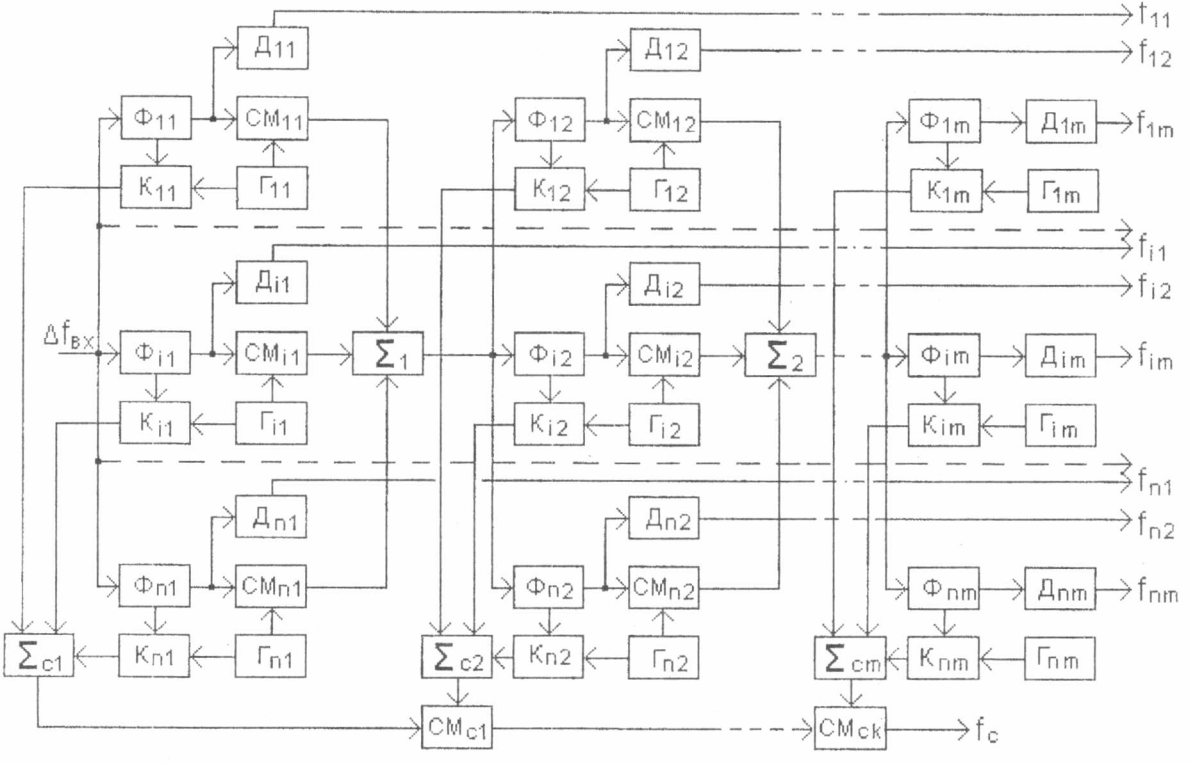


Рис.2.15 Структурная схема матричной системы длительного запоминания частоты

ступени, построение которой аналогично построению системы с использованием одновременного разделения сигналов по частоте. В общем случае она будет равна

$$\delta f = \pm \Delta f_m / 2 = \Delta f_{\text{вх}} / 2n^m. \qquad (2.12)$$

Несмотря на то что в матричной системе имеется

$$N_{\text{фм}} = nm \qquad (2.13)$$

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

$$N_{\text{фо}} = \Delta f_{\text{вх}} / 2\delta f_{\text{д}} = \Delta f_{\text{вх}} / \Delta f_{\text{ф}}, \qquad (2.14)$$

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

Выигрыш в количестве фильтров при использовании матричной системы запоминания определяется следующим образом. Для этого, подставляя в (2.13) значение n из (2.12) с учётом (2.11), получим:

$$N_{\text{фм}} = m \sqrt[m]{\frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m}}. \qquad (2.15)$$

Сравнивая (2.14) и (2.15), определим выигрыш в количестве фильтров:

$$q = \frac{N_{\text{фо}}}{N_{\text{фм}}} = \frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m} \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt[m]{\frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m}}} = \frac{1}{m} \left(\frac{\Delta f_{\text{вх}}}{\Delta f_m} \right)^{\frac{m-1}{m}}. \qquad (2.16)$$

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

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

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

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

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

$$f_{изм} = f_н + (j-1)(\Delta f_{вх}/n) + (k-1)(\Delta f_{вх}/n^2) + \ldots + (z-1)(\Delta f_{вх}/n^m) + (\Delta f_{вх}/2n^m), \quad (2.17)$$

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

3. АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ РТС, РАБОТАЮЩИМ В РЕЖИМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО НАПРАВЛЕНИЮ

3.1 Общие положения

Системы автоматического сопровождения целей по какому-либо навигационному параметру широко применяются в радиотехнических системах управления оружием. В общем виде в таких системах автоматически определяются и отслеживаются изменения значений некоторых электрических параметров принятых сигналов, функционально связанных с измеряемыми навигационными параметрами сопровождаемого объекта – источника радиоизлучения.

В большинстве случаев сопровождение целей осуществляется по угловым координатам, дальности и скорости перемещения объектов в пространстве. Сопровождение по этим параметрам позволяет произвести селекцию целей, осуществить наведение управляемого оружия на выбранную цель, значительно повысить точность наведения. Поэтому создание помех каналам автоматического сопровождения, нарушающих нормальное функционирование этих каналов, является одной из важнейших задач радиопротиводействия при организации защиты летательных аппаратов.

В общем виде помехи должны изменять характеристики преобразующих устройств следящих каналов, ухудшать динамические свойства объектов воздействия, заставлять сопровождать защищаемые летательные аппараты с недопустимо большими ошибками, затруднять захват защищаемых объектов на сопровождение, переводить следящую систему из режима сопровождения в режим поиска и т.д.

Универсальных помех, одинаково эффективно воздействующих на различные каналы автоматического сопровождения, реализация которых была бы приемлема и с технической и с экономической точек зрения, в настоящее время не существует. Для каждого канала имеется оптимальный набор помеховых воздействий.

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.

В таких системах необходимо, чтобы информация об угловых координатах цели поступала в следящую систему непрерывно. Для реализации непрерывного измерения угловых координат сопровождаемых объектов используют методы радиопеленгования, под которыми понимают процесс определения направления на источник радиоизлучения.

Пеленгатор,состоящий из направленной приемной антенны $А_{пр}$ и приемника Пр (рис. 3.1),представляет собой угловой дискриминатор, с помощью которого осуществляется преобразование информации об угловых координатах сопровождаемого объекта в токи и напряжения, однозначно зависящие от этих координат.

Сопровождаемый объект может сам излучать радиосигналы, то есть быть первичным излучателем, или отражать сигналы внешнего облучения, то есть быть вторичным излучателем. В общем виде любой радиопеленгатор строит нормаль к фазовому фронту волны, приходящей от источника излучения. Сравнение полученного таким образом направления с некоторым исходным (базовым, опорным) направлением, принятым за начало отсчёта, позволяет определять угловые координаты излучающего объекта.

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 в пространстве которого известно и оно служит опорным 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 цели ЛВ (рис.3.1). Это совмещение производится с помощью устройства управления УУ и исполнительного устройства ИУ, осуществляющих перемещение РСН в пространстве в соответствии с выходными сигналами пеленгатора.

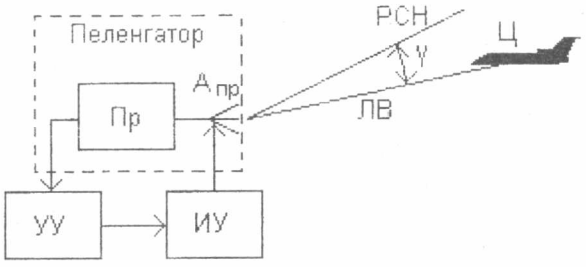


Рис.3.1 Обобщённая структурная схема системы АСН

Для решения этой задачи переходная характеристика углового дискриминатора выбирается нечётной функцией выходного напряжения $u_{\text{вых.д.}}$ от углового рассогласования γ (рис. 3.2).

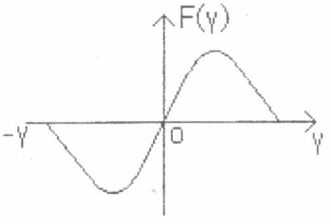


Рис.3.2 Переходная характеристика углового дискриминатора

Таким образом, выходное напряжение дискриминатора является электрическим аналогом углового рассогласования. Часто его называют сигналом рассогласования или сигналом ошибки. Апертура дискриминатора (область между экстремальными значениями характеристики) определяет разрешающую способность следящей системы.

При совмещении РСН с линией визирования сопровождаемой цели угловое рассогласование и соответствующее ему выходное напряжение дискриминатора устремляются к нулю. Точка апертуры, в которой $u_{\text{вых.д.}} = 0$, называется точкой устойчивого равновесия.

Задача радиопротиводействия каналу АСН при индивидуальной защите летательных аппаратов заключается в формировании на входе подавляемой радиотехнической системы помеховых сигналов, имитирующих ложную цель, направление на которую не совпадает с направлением на истинную цель.

Такие сигналы вызывают режим устойчивого равновесия следящей системы при значительном угловом рассогласовании между РСН и линией визирования защищаемого объекта, т.е. смещают истинную точку устойчивого равновесия в пределах

апертуры дискриминатора. Это приводит к значительным ошибкам наведения и соответственно к снижению боевой эффективности средств поражения.

При групповой защите могут быть созданы помехи, излучаемые из двух и более точек пространства, формирующие "блуждающий" энергетический центр групповой цели, что также увеличивает ошибки наведения управляемого оружия и может привести к срыву сопровождения по угловым координатам.

Способы создания помех зависят от типа подавляемой системы АСН. В настоящее время существуют два основных типа равносигнальных систем АСН: системы с последовательным сравнением сигналов (амплитудно - фазовые системы) и системы с одновременным сравнением сигналов (моноимпульсные системы).

3.2 Помехи системам АСН с последовательным сравнением сигналов

3.2.1 Принцип действия системы АСН

В таких системах используется антенна с относительно узкой, симметричной диаграммой направленности $G(\psi)$, ось которой смещена относительно оси антенны на небольшой угол γ (рис. 3.3). Диаграмма направленности вращается в пространстве вокруг оси антенны с угловой скоростью Ω_A (коническое сканирование). На рис. 3.3 показано пространственное положение вращающейся диаграммы направленности для двух произвольных моментов времени t_1 и t_2. Из рисунка видно, что вдоль оси вращения диаграммы образуется равносигнальное направление (РСН), характерное тем, что амплитуда сигналов, принимаемых с этого направления, не зависит от текущего положения в пространстве сканирующей диаграммы (направление на $Ц_1$, рис. 3.3).

Если же источник сигнала будет смещен относительно РСН ($Ц_2$ на рис. 3.3) на угол ψ, то в направлении на $Ц_2$ будет происходить периодическое изменение коэффициента усиления приёмной антенны с частотой, равной угловой скорости вращения диаграммы, и вследствие этого будет возникать амплитудная модуляция принимаемых сигналов

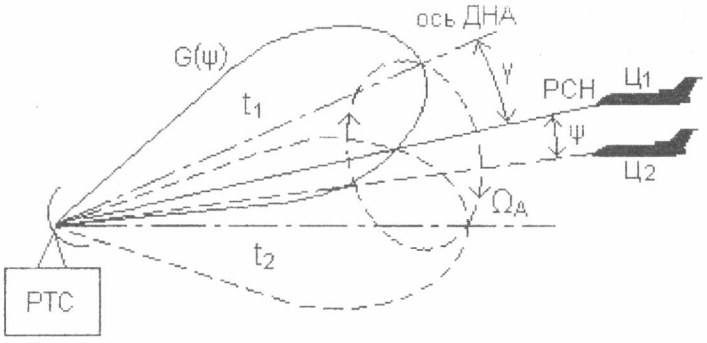


Рис.3.3 Формирование равносигнального направления РСН в системе АСН с последовательным сравнением сигналов

$$u_{\text{пр}}(t) = U_0\,[1 + m_{\text{с}}(\psi)\cos(\Omega_{\text{с}}t - \varphi_{\text{с}})]\cos\ \omega_0 t, \qquad (3.1)$$

где U_0 - амплитуда сигнала при отсутствии углового рассогласования ($\psi = 0$); ω_0 - частота несущего колебания; $\Omega_{\text{с}}$ - частота сканирования; $\varphi_{\text{с}}$ - начальная фаза огибающей модуляции; $m_{\text{с}}(\psi)$ - коэффициент глубины модуляции:

$$m_{\text{с}}(\psi) = \frac{\Delta U_0}{U_0}.$$

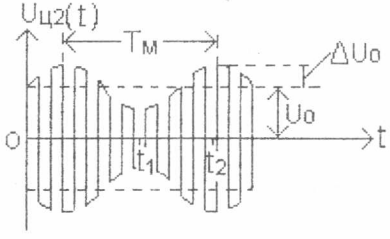


Рис.3.4 Вид принимаемых сигналов при отклонении РСН от линии визирования цели

При этом глубина амплитудной модуляции $m_{\text{с}}$ прямо пропорциональна углу рассогласования ψ, а в фазе огибающей модуляции заложена информация о направлении углового отклонения. Вид амплитудно-модулированного сигнала, принимаемого с направления на $Ц_2$, показан на рис. 3.4. Моменты времени t_1 и t_2 соответствуют положениям диаграммы направленности на рис. 3.3. Период модуляции принимаемого сигнала равен

$$T_{\text{м}} = 2\pi/\Omega_{\text{с}}. \qquad (3.2)$$

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

Выделяя и анализируя огибающую амплитудной модуляции сигналов (сигнал ошибки), получают информацию о величине и стороне отклонения источника излучения (цели) от РСН:

$$u_{ош}(t) = U_{ош} m \cos(\Omega_c t - \varphi_c). \qquad (3.3)$$

Используя эту информацию, формируют сигналы, управляющие положением РСН в пространстве, совмещая его с линией визирования цели.

Помехи такой системе можно создать путём амплитудной модуляции ретранслируемых сигналов облучения напряжением с частотой сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой системы. Эффективность помех будет зависеть от режима работы канала углового сопровождения.

В режиме открытого конического сканирования, т.е. когда сканирует диаграмма направленности передающей антенны или одновременно диаграммы передающей и приёмной антенн подавляемой РТС, наиболее эффективна помеха, прицельная по частоте сканирования. При работе канала АСН в режиме скрытого конического сканирования, когда сканирует только диаграмма направленности приёмной антенны, создают заградительные помехи в диапазоне возможных частот сканирования.

3.2.2 Помехи, прицельные по частоте сканирования

При создании таких помех частота сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой системы должна быть известна или определена в процессе радиопротиводействия. На входе подавляемой системы в этом случае будет действовать аддитивная смесь полезного для следящей системы сигнала $u_c(t)$ и ретранслированного, модулированного по амплитуде помехового сигнала $u_п(t)$:

$$u_{вх}(t) = u_c(t) + u_п(t) =$$
$$= U_c [1 + m_c(\psi) \cos(\Omega_c t + \varphi_c)] \cos\omega_o t +$$
$$+ U_п [1 + m_п \cos(\Omega_п t + \varphi_п)] \cos\omega_o t, \qquad (3.4)$$

где U_c и $U_п$ - амплитуды полезного и помехового сигналов;

$m_c(\psi)$ и $m_п$ - коэффициенты полезной и помеховой модуляций; Ω_c - частота сканирования диаграммы направленности антенны подавляемой РТС; $\Omega_п$ - частота модуляции помехового сигнала; φ_c и $\varphi_п$ - фазы огибающих полезного и помехового сигналов.

После преобразования сигналов в приёмно-усилительном тракте системы АСН на выходе устройства преобразования координат, при условии, что $\Omega_п = \Omega_c$, мы получим сигналы такого вида (сигналы ошибки):
для канала азимута:

$$u_\alpha = k\,[(g+1)\,m_c \cos\varphi_c + g\,m_п \cos\varphi_п]; \qquad (3.5)$$

для канала угла места:

$$u_\beta = k\,[(g+1)\,m_c \sin\varphi_c + g\,m_п \sin\varphi_п], \qquad (3.6)$$

где k - коэффициент пропорциональности, определяемый параметрами приёмно-усилительного тракта и усредняющих фильтров сигнала ошибки; $g = U_п / U_c$.

Первые слагаемые в (3.5) и (3.6) представляют собой полезную составляющую сигнала ошибки, вызванную угловым рассогласованием линии визирования защищаемого летательного аппарата (постановщика помех) относительно РСН. Вторые слагаемые являются результатом действия помехи.

Выражения (3.5) и (3.6) показывают, что такие же сигналы были бы на выходе системы АСН, если бы в пределах диаграммы направленности её антенны находились одновременно две цели, не разрешаемые по угловым координатам. Тогда m_c и $m_п$ представляли бы собой коэффициенты модуляций отраженных от целей сигналов на входе АСН, образующиеся вследствие отклонения линий визирования от РСН, а φ_c и $\varphi_п$ - направления этих отклонений. Такую ситуацию иллюстрирует рис. 3.5, где показано положение двух целей в картинной плоскости, т.е. плоскости, перпендикулярной

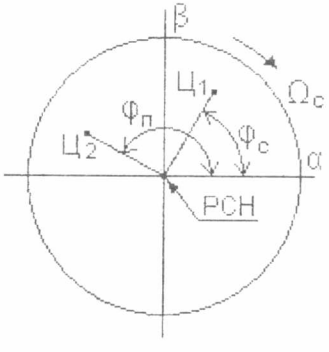


Рис.3.5 Положение двух реальных целей и РСН в картинной плоскости

РСН. Окружность на рисунке представляет собой след точки, соответствующей максимуму сканирующей симметричной диаграммы направленности антенны. Центр окружности соответствует положению РСН.

Таким образом, действие помехи в виде ретранслированного сигнала, модулированного по амплитуде с частотой сканирования подавляемой системы АСН, аналогично появлению в пределах раствора диаграммы направленности антенны второй цели, направление на которую не совпадает с направлением на защищаемый объект. Система АСН в этом случае ориентирует РСН на так называемый энергетический центр сигнала, образованного на входе системы двумя неразрешаемыми целями. При этом выходные сигналы обоих каналов сопровождения (по азимуту и по углу места) должны быть равны нулю, чтобы обеспечить режим устойчивого равновесия, т.е. должны одновременно выполняться следующие равенства:

$$(g+1)\, m_{\text{с}} \cos \varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}} \cos \varphi_{\text{п}} = 0$$

и

$$(g+1)\, m_{\text{с}} \sin \varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}} \sin \varphi_{\text{п}} = 0.$$

Это возможно при

$$(g+1)\, m_{\text{с}} = g\, m_{\text{п}} \qquad (3.7)$$

и

$$\varphi_{\text{с}} = \varphi_{\text{п}} \pm 180^{\circ}. \qquad (3.8)$$

Условия равновесия системы (3.7) и (3.8) при воздействии на неё двух сигналов называются соответственно условиями баланса амплитуд и фаз.

На рис. 3.6 показано взаимное положение в картинной плоскости истинной цели Ц, ложной цели $Ц_{л}$, энергетического центра ЭЦ и РСН. Энергетический центр, на который ориентированно РСН, находится в середине отрезка, соединяющего истинную и ложную цели. Коэффициент модуляции $m_{\text{с}}$ в (3.7) при этом характеризует величину ошибки углового сопровождения системой АСН истинной цели, т.е. защищаемого летательного аппарата.

Из (3.7) следует, что даже при бесконечно большом значении мощности помехи нельзя получить величину коэффициента $m_{\text{с}}$ больше коэффициента $m_{\text{п}}$. Равенство $m_{\text{с}} = m_{\text{п}}$ является предельным. Физически это объясняется тем, что сигнал помехи модулируется за счёт сканирования диаграммы направленности

приёмной антенны системы АСН и в связи с этим несёт информацию об истинном положении постановщика помех, т.е. защищаемого объекта. Система АСН ориентирует антенну так, чтобы принимаемый ею суммарный сигнал оказался немодулированным, что и отражает равенство $m_c = m_п$. Зависимость коэффициента m_c от отношения помеха / сигнал при различных коэффициентах помеховой модуляции приведена на рис. 3.7.

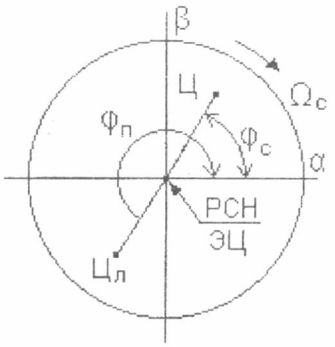


Рис.3.6 Положение защищаемой $Ц_1$ и ложной $Ц_л$ целей и РСН в картинной плоскости при сопровождении системой АСН энергетического центра ЭЦ

Таким образом, условия, которые должны быть выполнены в станции помех для получения максимального эффекта рассмотренного вида помехового воздействия на систему АСН, заключаются в следующем:

$$\varphi_п = \varphi_c \pm 180^\circ \qquad (3.9)$$

и

$$m_c \approx m_п = 1. \qquad (3.10)$$

Один из вариантов структурной схемы станции помех, в которой могут быть реализованы такие условия, приведен на рис. 3.8.

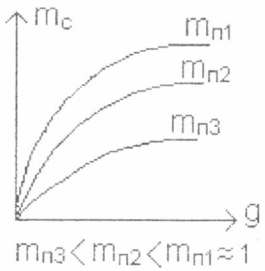


Рис.3.7 Зависимость коэффициентов модуляции полезного и помехового сигналов от отношения помеха / сигнал

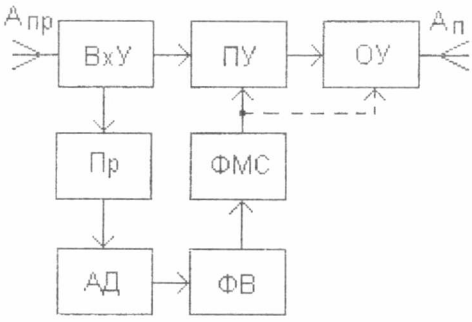


Рис.3.8 Структурная схема станции помех, прицельных по частоте сканирования (типа «ВО»)

Станция представляет собой высокочастотный ретранслятор, состоящий из приёмной $А_{пр}$ и передающей $А_{п}$ антенн и широкополосного усилительного тракта. Количество промежуточных усилителей ПУ зависит от необходимого коэффициента усиления тракта, а оконечный усилитель определяет выходную мощность станции помех.

Для формирования модулирующих напряжений часть мощности сигналов, принятых антенной $А_{пр}$, поступает через элементы входного устройства ВхУ на супергетеродинный приёмник Пр, на выходе которого имеется амплитудный детектор АД, выделяющий огибающую амплитудной модуляции сигналов облучения. Далее огибающая сдвигается на 180° по фазе в фазовращателе ФВ и подаётся на формирователь модулирующих сигналов ФМС. С выхода формирователя модулирующее напряжение с амплитудой, достаточной для получения максимальной глубины амплитудной модуляции ретранслированных сигналов, подаётся на управляющие электроды предварительных усилителей ПУ. При необходимости осуществляется подача модулирующего напряжения на оконечный усилитель ОУ.

Сформированная таким образом прицельная по частоте сканирования помеха излучается передающей антенной в направлении подавляемой системы АСН. Иногда такую помеху называют помехой типа "ВО" (выделенная огибающая).

3.2.3 Заградительные помехи в диапазоне возможных частот сканирования

Работу канала углового сопровождения в режиме скрытого конического сканирования рассмотрим на примере системы полуактивного наведения летательных аппаратов (например ракеты Р) на цель Ц (рис. 3.9).

В этом случае передатчик и приёмник системы разнесены в пространстве. Передатчик находится на командном пункте КП (обобщённое место старта, пуска, взлёта ЛА). С помощью передатчика осуществляется облучение цели Ц (подсвет цели). Диаграмма направленности передающей антенны не сканирует.

Приёмная часть системы размещена на борту управляемой ракеты. При сканировании диаграммы приёмной антенны

осуществляется модуляция отраженных от цели сигналов, которые несут информацию об угловых координатах цели. Эта информация выделяется бортовой аппаратурой и используется системой АСН для наведения ракеты на цель.

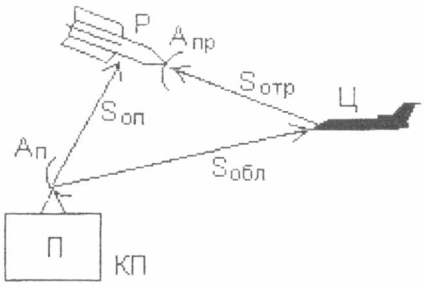


Рис.3.9 Принцип полуактивного наведения ракеты на цель

При такой работе системы АСН определить частоту сканирования в процессе радиопротиводействия и создать помеху, прицельную по частоте сканирования, невозможно. В этом случае для защиты ЛА используют помехи, закрывающие диапазон возможных частот сканирования. Такие помехи относятся к классу заградительных.

Помехи типа НЧШ

Один из методов создания заградительных помех каналу углового сопровождения заключается в том, что в направлении подавляемой системы излучаются помехи на несущей частоте этой системы. Излучаемые сигналы модулируются по амплитуде низкочастотным шумовым напряжением с равномерным спектром, перекрывающим диапазон возможных частот сканирования.

Представим модулирующее шумовое напряжение в виде совокупности гармонических составляющих, амплитуды которых U_i определяются эффективным значением шума

$$u_{\text{мод}}(t) = \sum_{i=1}^{N} U_i \cos\left[\Omega_i t - \varphi_i(t)\right] . \qquad (3.11)$$

Количество гармонических составляющих N определяется отношением ширины спектра шумового напряжения $\Delta F_{\text{ш}}$ к полосе пропускания подавляемой системы АСН $\Delta F_{\text{с}}$:

$$N = \Delta F_{\text{ш}} / \Delta F_{\text{с}} . \qquad (3.12)$$

Выходной сигнал передатчика помех, модулированный по амплитуде одновременно несколькими гармоническими

колебаниями различных частот Ω_i, можно представить следующим образом:

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}}\left[1 + \sum_{i=1}^{N} m_{\text{п}i}\cos(\Omega_i t - \varphi_i)\right]\sin\omega_0 t\,, \qquad (3.13)$$

где $U_{\text{п}}$ - амплитуда модулируемых колебаний; $m_{\text{п}i}$ - коэффициент модуляции, создаваемый i-й составляющей модулирующего напряжения.

На входе приёмной антенны подавляемой системы будет действовать аддитивная смесь полезного, отраженного от цели, сигнала $u_{\text{с}}(t)$ и помехи $u_{\text{п}}(t)$:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{с}}(t) + u_{\text{п}}(t). \qquad (3.14)$$

Для простоты будем считать, что спектр модулирующего шума имеет нижнюю и верхнюю частоты (рис. 3.10) [1], определяемые равенствами:

$$\Omega_{\text{мин}} = \Delta\Omega_{\text{с}} \text{ и } \Omega_{\text{макс}} = 2\Omega_{\text{с}} - \Delta\Omega_{\text{с}}.$$

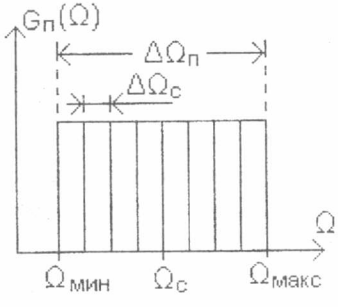


Рис.3.10 Упрощенное представление огибающей спектра шумовой помехи, заградительной по частоте сканирования

Данное ограничение не является принципиальным, в то же время оно значительно упрощает анализ, позволяя исключить из рассмотрения комбинационные частоты, образующиеся при взаимодействии сигнала и помехи.

Тогда после прохождения принятых сигналов через приёмно - усилительный тракт системы АСН на выходе устройства преобразования координат получим сигналы такого вида:

для канала азимута:

$$u_{\alpha} = k\{(g+1)\, m_{\text{с}} \cos\varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}i} \cos[(\Omega_{\text{п}i} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_i]\};$$

для канала угла места:

$$u_{\beta} = k\{(g+1)\, m_{\text{с}} \sin\varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}i} \sin[(\Omega_{\text{п}i} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_i]\}.$$

Система АСН под воздействием этих напряжений ориентирует РСН в направлении, для которого $u_{\alpha} = 0$ и $u_{\beta} = 0$, т.е.

$$(g+1)\, m_{\text{с}} \cos \varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}i} \cos\varphi_{\text{п}} = 0 ; \qquad (3.15)$$

$$(g+1)\, m_{\text{с}} \sin\varphi_{\text{с}} + g\, m_{\text{п}i} \sin\varphi_{\text{п}} = 0 \qquad (3.16)$$

и выполняется условие баланса амплитуд и фаз:

$$(g+1)\, m_{\text{с}} = g\, m_{\text{п}i}; \qquad (3.17)$$

$$\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{с}} \pm 180^{\circ}, \qquad (3.18)$$

где $\varphi_{\text{п}} = (\Omega_{\text{п}i} - \Omega_{\text{с}})t + \varphi_i$.

Величины $\Omega_{\text{п}i}$ и φ_i являются случайными, поэтому закон перемещения РСН в пространстве также будет случайным. Величина ошибки сопровождения будет определяться математическим ожиданием коэффициента модуляции $m_{\text{с}}$:

$$m_{\text{с}} = g\, m_{\text{п}i} / (g+1). \qquad (3.19)$$

Если бы модуляция осуществлялась одновременно N гармоническими составляющими с постоянной амплитудой, то при $m_{\text{п}}=100\%$ и фиксированной мощности передатчика коэффициент модуляции, отнесенный к одной гармонике, был бы одинаковым для всех составляющих модулирующего напряжения и равнялся

$$m_i = \frac{1}{\sqrt{N}}. \qquad (3.20)$$

Отсюда ясно, что максимальная ошибка сопровождения системы АСН характеризуется коэффициентом модуляции отраженного от цели сигнала, зависящего от отношения ширины спектра помехи к полосе пропускания системы АСН. Окончательно получим

$$m_{\text{с}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{с}}}{\Delta F_{\text{п}i}}}. \qquad (3.21)$$

Структурная схема станции заградительных шумовых помех в диапазоне возможных частот сканирования антенны подавляемой системы приведена на рис. 3.11.

Станция представляет собой ретранслятор сигналов облучения, включающий приёмную $A_{\text{пр}}$ и передающую $A_{\text{п}}$ антенны и линейку широкополосных высокочастотных усилителей ПУ и ОУ. Модуляция переизлучаемых сигналов осуществляется шумо-

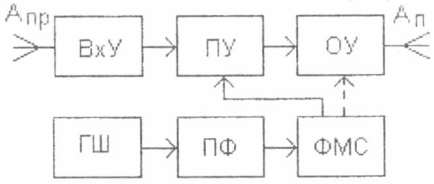


Рис.3.11 Структурная схема станции заградительных шумовых помех в диапазоне возможных частот сканирования (типа «НЧШ»)

вым напряжением, которое создаёт генератор шума ГШ. Полосовой фильтр ПФ пропускает на вход формирователя модулирующих сигналов ФМС только те составляющие спектра генератора шума, которые лежат в области возможных частот сканирования антенны подавляемой системы.

Рассмотренный вид помехи иногда называют помехой типа "НЧШ" (низкочастотный шум).

Ширина спектра помех обычно значительно превосходит полосу пропускания системы АСН, поэтому эффективность заградительных помех значительно ниже, чем помех, прицельных по частоте сканирования. Например, если $\Delta F_{ш} / \Delta F_{с} = 100$ и $g \to \infty$, то $m_{с} = 0{,}1$, т.е. эффективность заградительной помехи будет в 10 раз ниже эффективности прицельной помехи.

Физическую сущность снижения эффективности заградительных помех можно объяснить следующим образом. Если излучаемый станцией помех сигнал модулируется одновременно гармоническими колебаниями с различными частотами и начальными фазами, а общий коэффициент модуляции не может превышать 100%, то вклад каждой из модулирующих гармоник будет тем меньше, чем больше их входит в состав общего модулирующего сигнала. В системе же АСН отрабатывается лишь одна из гармоник модулирующего сигнала, попадающая в данный момент в полосу пропускания системы. Вместе с тем излучаемый помеховый сигнал модулируется за счёт сканирования диаграммы направленности приёмной антенны системы АСН и несет информацию об истинном положении защищаемого объекта – постановщика помех. Поэтому, чем шире

спектр сигнала помехи, тем меньше удельный вес помеховой составляющей в системе отработки углового положения РСН и ниже эффективность помех.

Помехи типа СЧС

Другой вид заградительной помехи каналу АСН может быть создан путём модуляции несущих колебаний гармоническим сигналом, частота которого плавно перестраивается в диапазоне возможных частот сканирования диаграммы направленности приёмной антенны подавляемой системы. Перестройку частоты модулирующего сигнала чаще всего производят по линейному закону. Линейный закон обеспечивает вероятность одинакового воздействия на все системы АСН, частоты сканирования которых лежат в пределах диапазона перестройки модулирующих помеховых сигналов.

Воздействие помехи осуществляется в те моменты времени, когда частота помеховой модуляции при перестройке попадает в полосу пропускания канала АСН. Продолжительность нахождения помехового сигнала в пределах полосы пропускания является фактором, определяющим эффективность воздействия помехи. Это время будет определяться скоростью изменения модулирующей функции

$$\frac{dF_{\text{п}}(t)}{dt} = V_{\text{п}} \ . \tag{3.22}$$

При заданной скорости перестройки время эффективного действия помехи равно

$$\Delta t_{\text{эф}} = \frac{\Delta F_{\text{с}}}{V_{\text{п}}} \ . \tag{3.23}$$

Рассмотрим два варианта перестройки частоты помеховой модуляции.

При относительно медленной перестройке (рис. 3.12) скорость изменения частоты модулирующего сигнала выбирается из условия

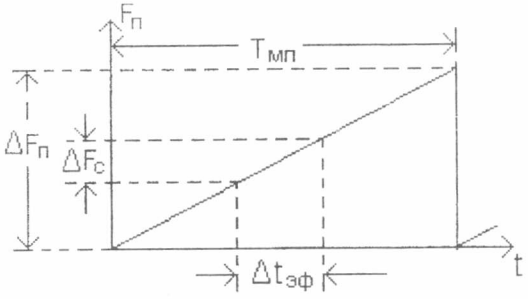


Рис.3.12 Медленная перестройка частоты модулирующих сигналов при создании помехи типа СЧС

$$\Delta t_{эф} \geq 3\tau_c \quad , \tag{3.24}$$

где τ_c - постоянная времени канала АСН :

$$\tau_c = 1/\ \Delta F_c .$$

Тогда

$$\Delta t_{эф} \geq 3/\Delta F_c \quad . \tag{3.25}$$

Из (3.23) и (3.25) имеем

$$V_п = \frac{\Delta F_c^2}{3} \quad . \tag{3.26}$$

Полученное выражение показывает, что при медленной перестройке период следования воздействий помехи на канал АСН довольно большой. Его можно определить следующим образом:

$$T_п = \frac{\Delta F_п}{V_п} = \frac{3\Delta F_п}{\Delta F_c^2} \quad , \tag{3.27}$$

где $\Delta F_п$ - диапазон перестройки помеховой модуляции.

Для повышения частоты следования помеховых воздействий нужно либо сокращать диапазон перестройки, либо повышать ее скорость.

В первом случае требуется более точное знание диапазона возможных частот сканирования приёмной антенны подавляемой

системы. Во втором случае, при быстрой перестройке (рис. 3.13), скорость изменения частоты помеховой модуляции определяется из такого условия:

$$V_{\text{п}} = \frac{dF_{\text{п}}(t)}{dt} >> \Delta F_{\text{с}}^2 \ . \qquad (3.28)$$

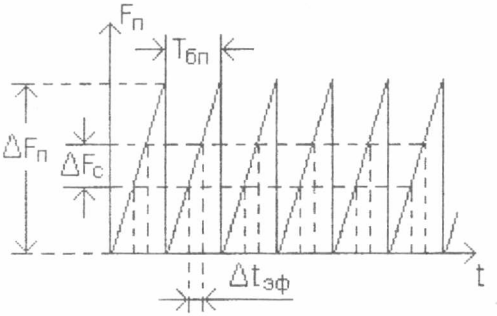


Рис.3.13 Быстрая перестройка частоты модулирующих сигналов при создании помехи типа СЧС

Если считать, что временной масштаб графиков на рис. 3.12 и 3.13 одинаковый, то из сопоставления этих графиков видно, что время эффективного воздействия помехи на канал АСН за один цикл перестройки в этом случае гораздо меньше, чем в первом варианте:

$$\Delta t_{\text{эф}} << \tau_{\text{с}} \ . \qquad (3.29)$$

Однако период следования воздействий помехи близок к постоянной времени подавляемой системы. Поэтому такой режим создания помехи приближает её по эффекту воздействия к заградительной шумовой помехе [1]. Угловая ошибка сопровождения также зависит от отношения полосы пропускания канала АСН к ширине спектра модулирующего сигнала, т.е. к диапазону перестройки помехового сигнала

$$\delta_{\varphi} = k \frac{\Delta F_{\text{п}}}{\Delta F_{\text{с}}} \ , \qquad (3.30)$$

где k - коэффициент пропорциональности.

Помехи, создаваемые за счёт перестройки частоты модулирующих сигналов, называют помехами типа СЧС (скользящая частота сканирования).

На рис. 3.14 приведена структурная схема станции РПД, создающая помеху типа СЧС. Отличие такой станции от станции заградительных шумовых помех типа НЧШ заключается в канале формирования модулирующих сигналов.

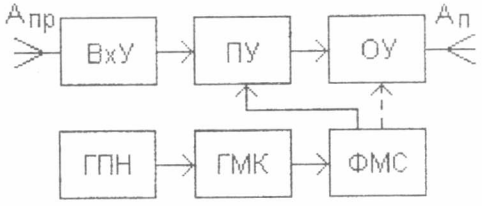


Рис.3.14 Структурная схема станции помех типа СЧС

Генератор пилообразного напряжения ГПН управляет перестройкой частоты генератора модулирующих колебаний ГМК. Перестройка частоты осуществляется в пределах возможного диапазона частот сканирования антенны подавляемой системы. Напряжение с выхода ГМК через ФМС производит амплитудную модуляцию ретранслированных сигналов облучения в усилителях ПУ и ОУ высокочастотного широкополосного тракта.

Для получения максимальной глубины амплитудной модуляции обычно используют не гармонические сигналы, а сигналы прямоугольной формы типа "меандр". Такую модуляцию осуществить значительно проще, и известно, что амплитуда первой гармоники сигналов такой формы примерно в 1,3 раза больше, чем амплитуда чисто гармонического сигнала. Кроме того, при такой форме модулирующего напряжения модуляция излучаемых сигналов будет также осуществляться более высшими гармониками сигнала типа "меандр", что увеличит перекрытие диапазона возможных частот сканирования. Здесь только необходимо учитывать снижение глубины амплитудной модуляции высшими гармоническими составляющими пропорционально их амплитудам.

Передающая антенна $А_п$ излучает помеховые сигналы в направлении подавляемой РТС.

3.2.4 Способы повышения эффективности помех системам АСН с коническим сканированием

Рассмотрим некоторые способы возможного повышения эффективности помех системам АСН, работающим в режиме скрытого конического сканирования.

В одном из вариантов в состав комплекса РПД включают активную РЛС, которая излучает высокочастотные сигналы в направлении приёмника подавляемой системы АСН. Сканирующая приёмная антенна системы переотражает сигналы РЛС, изменяя их амплитуду с частотой сканирования. Глубина амплитудной модуляции может быть очень малой и составлять несколько процентов, но при соответствующей обработке принятого сигнала активной РЛС может быть выделена огибающая модуляции и определены её параметры. На основе огибающей можно сформировать противофазный модулирующий сигнал для создания ретрансляционной, прицельной по частоте сканирования помехи типа ВО.

Другой способ повышения эффективности помех угломерным каналам основан на особенностях построения некоторых радиотехнических систем полуактивного наведения, которые заключаются в следующем. Для устойчивого сопровождения система АСН должна иметь на входе приёмника отраженный от цели сигнал достаточной интенсивности для всех рабочих дальностей действия. Это обеспечивается повышением мощности передатчика станции подсвета цели и концентрацией излучаемой мощности в пределах диаграммы направленности передающей антенны, т.е. применением относительно узких диаграмм направленности. Перемещение цели в пространстве приводит к необходимости непрерывного совмещения оси диаграммы направленности передающей антенны с линией визирования цели КП – Ц с помощью следящей системы по угловым координатам.

Задача системы РПД состоит в том, чтобы, создавая помеху типа СЧС, воздействовать на следящую систему управления передающей антенной. В момент совпадения частоты модуляции помехового сигнала с частотой сканирования приёмной антенны это воздействие приведёт к отклонению диаграммы направленности передающей антенны, облучающей защищаемую цель, от линии визирования КП - Ц и вызовет изменение плотности потока мощности в районе цели. Система РПД фиксирует изменение уровня сигналов облучения, сопоставляет этот момент с текущей частотой помеховой модуляции и определяет таким образом частоту сканирования системы АСН, управляющей антенной передатчика станции подсвета цели.

Чем быстрее изменяется частота модулирующего сигнала, тем меньше отклоняется луч передающей антенны и наоборот. При заметном отклонении антенного луча перестройка частоты модуляции замедляется и производится в дальнейшем гораздо медленнее и в более узкой полосе частот с центром, соответствующем обнаруженному отклонению луча. Процесс продолжается до тех пор, пока имеет место отклонение луча.

График изменения частоты модулирующего сигнала приведен на рис. 3.15. В первом цикле создания помехи типа СЧС показано изменение частоты модуляции во всём диапазоне возможных

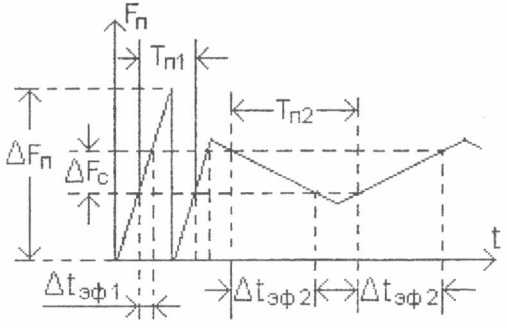


Рис.3.15 График изменения частоты модулирующих сигналов

частот сканирования антенны подавляемой АСН. В последующих циклах перестройка частоты модуляции производится в более узком диапазоне. Из графика видно, что время эффективного

воздействия помехи на канал АСН и частота воздействия значительно возросли:

$$\Delta t_{эф2} > \Delta t_{эф1};$$
$$F_{п2}=1/\ T_{п2} > F_{п1}=1/\ T_{п1}.$$

Структурная схема станции помех типа СЧС с подстройкой частоты модулирующих сигналов приведена на рис. 3.16. Часть принятых сигналов облучения поступает на приёмник и далее на анализатор уровня сигналов АУС. При фиксации изменения уровня входных сигналов АУС изменяет режим работы генератора пилообразного напряжения ГПН, который управляет перестройкой частоты генератора гармонических колебаний ГГК. Изменение частоты ГГК замедляется, а диапазон перестройки сужается.

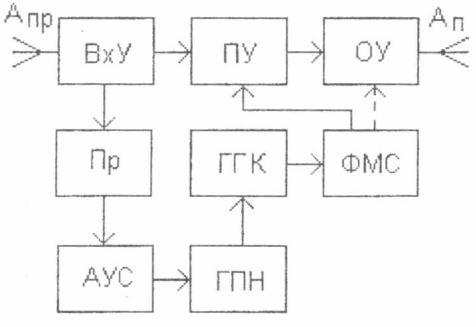


Рис.3.16 Структурная схема станции помех с подстройкой частоты модулирующих сигналов

При реализации этого метода создания помех вместо ретранслируемого сигнала для усиления эффекта воздействия может быть использован шумовой сигнал на несущей частоте подавляемой РТС.

Некоторые системы АСН могут работать в режиме открытого конического сканирования до захвата цели на сопровождение и переходить в режим скрытого сканирования после захвата цели на сопровождение по угловым координатам. В этом случае система анализа сигналов облучения и управления комплексом РПД определяет и запоминает частоту сканирования, пока подавляемая система работает в режиме открытого сканирования.

При переходе системы АСН в режим скрытого конического сканирования выходные сигналы станции помех модулируются по амплитуде колебаниями с запомненной частотой сканирования.

3.3. Помехи системам АСН с одновременным сравнением сигналов

3.3.1 Принцип действия системы АСН

Информация об угловых положениях целей в системах АСН с одновременным сравнением сигналов заключена в разности амплитуд или фаз отраженных сигналов, принимаемых одновременно несколькими антеннами. Иногда такие системы называют моноимпульсными, так как принципиально возможно выделение угловой информации о цели после приёма одного отраженного импульса. В настоящее время метод моноимпульсной радиолокации успешно используется и в системах с непрерывным излучением.

Размещение фазовых равносигнальных систем на малоразмерных носителях (например для использования в ГСН ЗУР) вызывает определённые трудности. Поэтому в системах управления оружием чаще всего используют системы АСН с одновременным сравнением сигналов по амплитуде. При технической реализации такой аппаратуры в общем случае применяют антенную систему, объединяющую две пары узконаправленных антенн с одинаковыми диаграммами. Оси диаграмм направленности антенн в каждой паре смещены в пространстве друг относительно друга на небольшой фиксированный угол γ, как это показано для одной пары на рис. 3.17, а. Пересекаясь в пространстве, диаграммы формируют так называемую равносигнальную плоскость (РСП на рис. 3.17, б). Это название говорит о том, что амплитуды сигналов, принятых каждой антенной с любого направления, лежащего в этой плоскости, будут равны между собой. Любое отклонение направления на источник излучения от РСП (ψ на рис. 3.17, а) приведет к различию амплитуд принятых антеннами сигналов (пропорционально коэффициентам усиления антенн $G_{1ц}$ и $G_{2ц}$). Это различие будет тем значительнее, чем больше ψ.

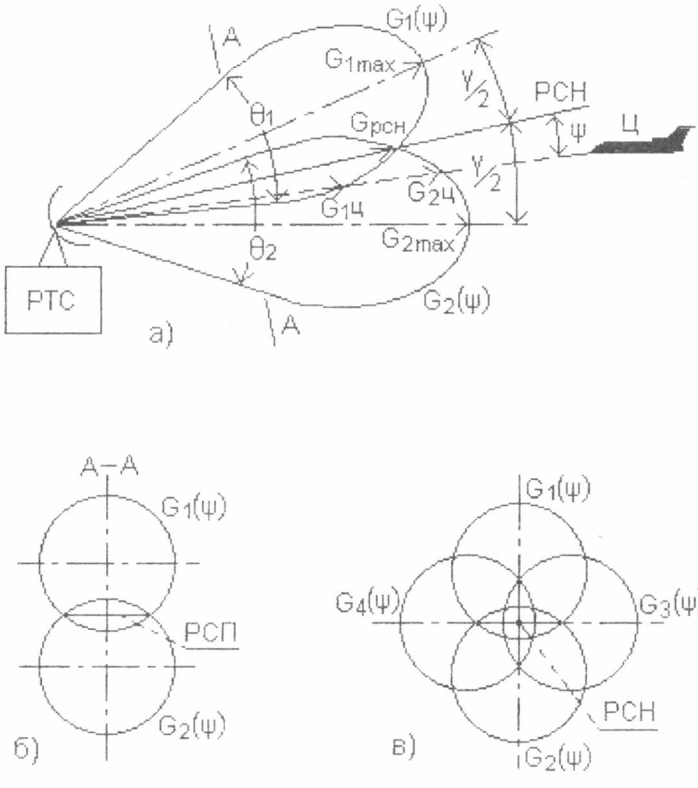


Рис.3.17 Формирование равносигнального направления РСН в системе АСН с одновременным сравнением сигналов: а – пространственное положение диаграмм направленности антенной системы; б – формирование равносигнальной плоскости РСП; в – формирование равносигнального направления

Равносигнальные плоскости, сформированные каждой парой антенн, расположены ортогонально друг относительно друга. Линия их пересечения в пространстве является равносигнальным направлением (РСН) антенной системы (рис. 3.17, в).

Каждая пара антенн имеет, как правило, свой приемно-усилительный канал. Процессы обработки сигналов в этих каналах идентичные. Сигналы, принятые каждой парой антенн, преобразуются и усиливаются в своём канале. Выходное

напряжение каждого канала будет равно нулю, если источник излучения (цель) находится на равносигнальном направлении. При смещении цели от равносигнального направления на выходе каналов возникает напряжение, величина и знак которого определяют величину и сторону смещения цели. Таким образом, выходное напряжение каналов представляет собой пеленгационную характеристику, вид которой показан на рис. 3.18. Характеристика обладает нечетной симметрией относительно равносигнального направления.

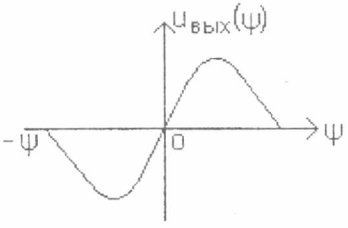


Рис.3.18 Пеленгационная характеристика системы АСН с одновременным сравнением сигналов

В системах автоматического сопровождения целей по направлению выходное напряжение каждого канала используется для управления устройствами, перемещающими равносигнальное направление до совмещения с направлением на цель, автономно в азимутальной и угломестной плоскостях.

Такие системы имеют более высокую устойчивость к помехам, создаваемым из одной точки пространства, по сравнению с системами АСН с последовательным сравнением сигналов, так как информация об угловом положении цели заключена в разности амплитуд сигналов, одновременно принимаемых всеми антеннами. Кроме того, амплитудная модуляция принимаемых сигналов, независимо от её характера, также не будет приводить к ошибкам в определении угловых координат излучающего источника.

3.3.2 Мерцающие помехи

Эффективное воздействие на моноимпульсные системы АСН могут оказать мерцающие помехи, которые создаются с помощью нескольких передатчиков помех, разнесённых в пространстве [5, 8, 9]. В наиболее простом варианте это могут быть два передатчика, установленных на защищаемых летательных аппаратах ($Ц_1$ и $Ц_2$ на рис. 3.19, а). Передатчики включаются и

выключаются на одинаковое время поочередно (рис. 3.19, б) или по более сложной программе.

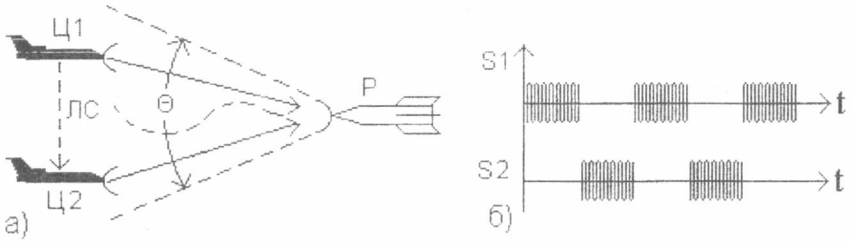


Рис.3.19 Создание мерцающих помех при защите двух ЛА:
а – пространственное расположение объектов;
б – временные графики работы передатчиков помех

Действие мерцающих помех основано на ограниченной разрешающей способности системы АСН. При наличии двух источников помех в пределах апертуры углового дискриминатора системы АСН она будет отслеживать направление на энергетический центр, положение которого определяется выражением [9]:

$$\frac{\Delta\Theta}{\Psi_{ип}} = \frac{P_{п1}(t) - P_{п2}(t)}{P_{п1}(t) + P_{п2}(t) + 2P_{с}(t)}, \qquad (3.31)$$

где $\Psi_{ип}$ - угол между линиями визирования P - $Ц_1$ и P - $Ц_2$; $\Delta\Theta$ - угол между направлением на энергетический центр и биссектрисой угла $\Psi_{ип}$; $P_{п1}(t)$ и $P_{п2}(t)$ - мощности помеховых сигналов, излучаемых передатчиками защищаемых объектов $Ц_1$ и $Ц_2$; $P_{с}(t)$ - мощность полезного сигнала, отраженного от каждой цели.

Из (3.31) следует, что положение энергетического центра определяется в основном соотношением мощностей передатчиков помех и характером изменения мощности помехи во времени. При поочередном включении передатчиков помех энергетический центр будет "блуждать" в пределах линии, соединяющей $Ц_1$ и $Ц_2$. Система АСН будет стремиться отслеживать то одну, то другую цель, вследствие чего антенная система будет раскачиваться в такт с коммутацией помеховых сигналов. Это

существенно затруднит определение угловых координат целей. Движение управляемой ракеты будет происходить по криволинейной траектории, примерный вид которой показан пунктиром на рис. 3.19, а.

По мере сближения ракеты с целями угол между линиями визирования целей увеличивается и наступает момент, когда система АСН начинает разрешать цели по угловым координатам. С этого момента ракета будет наводиться на одну из целей. Однако времени на устранение начальной ошибки наведения на одну цель может оказаться недостаточно, так как маневренность ракеты определяется минимально возможным радиусом разворота, который, в свою очередь, зависит от скорости движения и допустимых поперечных перегрузок ракеты. Это обстоятельство может привести к значительному промаху наведения ракеты на цель. Величина промаха в линейных единицах может быть определена из выражения [1]:

$$\Delta \ell = \frac{\ell_{б}}{2} - \frac{1}{2} \frac{n g \ell_{б}^{2}}{V_{отн}^{2} \Theta_{кр}^{2}} , \qquad (3.32)$$

где $\ell_{б}$ - линейное расстояние (база) между целями; n - максимально допустимая поперечная перегрузка ракеты; g - ускорение силы тяжести; $V_{отн}$ - относительная скорость сближения ракеты с целью; $\Theta_{кр}$ - критический угол разрешения целей.

Для того, чтобы система АСН успевала отрабатывать направление на перемещающийся энергетический центр излучения, частота коммутации передатчиков должна соответствовать условию

$$F_{к} \le \Delta F_{с} / 2 , \qquad (3.33)$$

где $\Delta F_{с}$ - полоса пропускания следящей системы.

При более высоких частотах коммутации система АСН будет усреднять угловую ошибку и при одинаковой мощности передатчиков будет отслеживать направление на геометрический центр источников помех. Обычно значение частоты мерцания выбирают в диапазоне от 0,5 до 10 Гц.

Необходимое превышение мощности помехи над полезным сигналом должно составлять порядка 10 дБ.

Существуют различные варианты тактики применения мерцающих помех. Наибольший эффект может быть получен при синхронизации работы передатчиков помех с помощью специальных линий связи (ЛС на рис. 3.19, а), бортовых навигационных систем, высокостабильных часов и т.д. Однако какие - либо нарушения синхронизации работы передатчиков делают защиту летательных аппаратов неэффективной. В связи с этим чаще всего коммутацию передатчиков осуществляют автономно на каждом защищаемом носителе. Такой режим несинхронной коммутации несколько снижает эффективность защиты, но значительно упрощает реализацию и снижает её стоимость.

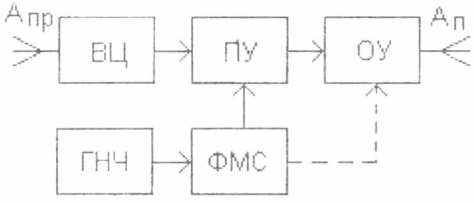


Рис.3.20 Структурная схема станции мерцающих помех

Структурная схема станции, создающей мерцающую помеху, приведена на рис. 3.20. Принятые сигналы облучения усиливаются в широкополосном усилителе, коэффициент усиления которого изменяется под действием напряжения типа "меандр", формируемого в ФМС из колебаний генератора низких частот ГНЧ.

3.3.3 Прерывистые помехи

Частным случаем мерцающей помехи является прерывистая помеха. Она представляет собой периодическую последовательность мощных радиоимпульсов, излучаемых с малой скважностью одним передатчиком помех. Такие помехи рассчитаны на нарушение работы АРУ и действуют по принципу подавляющих помех.

Вследствие инерционности системы АРУ коэффициент усиления приёмного тракта не может изменяться скачком. Поэтому прерывистая помеха приводит к периодической перегрузке приёмного тракта системы АСН, что, в свою очередь, вызывает перерывы поступления информации в угломерный канал. Эти перерывы уменьшают коэффициент передачи системы АСН и, как следствие, приводят к росту динамических ошибок сопровождения целей.

Эффективность прерывистой помехи зависит от соотношения помеха-сигнал на входе подавляемой системы, от длительности помеховых импульсов и периода их следования, от параметров системы АРУ.

4 *АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ РТС, РАБОТАЮЩИМ В РЕЖИМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ДАЛЬНОСТИ*

4.1 Общие положения

Важное значение в радиотехнических системах управления оружием имеет измерение расстояний до целей. В системах обзорного типа такие измерения позволяют правильно оценить радиолокационную обстановку, выявить наиболее опасные цели, осуществить оптимальное распределение целей по стрельбовым комплексам.

В системах следящего типа контуров наведения и самонаведения основную роль, как указывалось выше, выполняют системы и каналы 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 раствор диаграммы направленности приёмной антенны (рис. 4.1). В системах с импульсным излучением в качестве дополнительных селекторов используют следящие

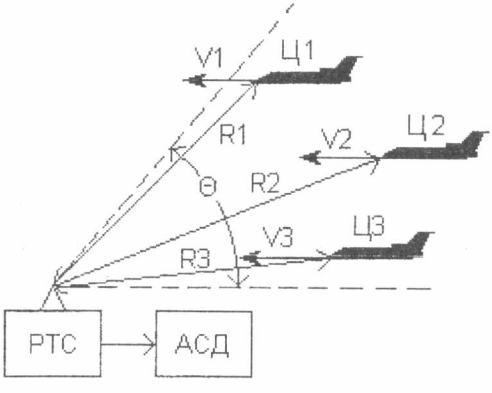


Рис.4.1 Расположение целей в пределах раствора диаграммы направленности антенной системы

дальномеры, а в системах, работающих в режимах непрерывного излучения – следящие селекторы по скорости.

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 влияния на угловой координатор. Таким образом, наведение управляемого оружия по направлению осуществляется только на те цели, которые захватывает и отслеживает система сопровождения по дальности (АСД). Формируемый системой АСД импульсный сигнал, который открывает на короткое время приёмный канал, 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.

4.2 Принцип действия системы АСД

Для того, чтобы была понятна физическая сущность воздействия рассматриваемых ниже помех, кратко напомним принцип действия системы АСД. На рис. 4.2, а приведена структурная схема одного из вариантов автодальномера, а на рис. 4.2, б - временные диаграммы сигналов в некоторых точках схемы. Приёмник и передатчик дальномера являются типовыми для активной импульсной РЛС. Синхронизатор С вырабатывает короткие импульсы с периодом следования $T_и$ (график 1). Формирователь модулирующих импульсов ФМС осуществляет модуляцию колебаний генератора высокой частоты ГВЧ прямоугольными импульсами (график 2). Приёмно-передающая антенна А излучает высокочастотные импульсы (график 3) в направлении сопровождаемой цели. К выходу приёмника подключена собственно система АСД (выделена на схеме пунктиром).

Синхронизатор С через схему временной задержки СВЗ запускает генератор селекторных импульсов ГСИ одновременно с излучением высокочастотных сигналов. На выходе ГСИ

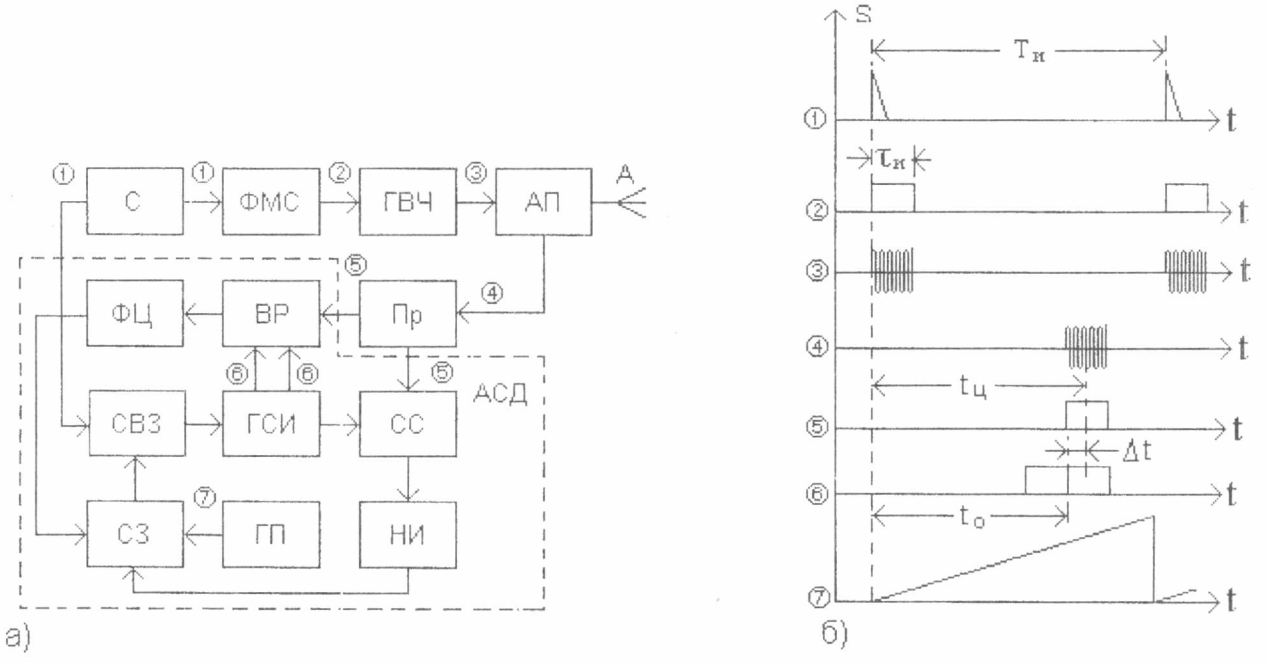


Рис.4.2 Система АСД: а – структурная схема; б – временные диаграммы сигналов

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), 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. Как только один из селекторных импульсов совпадёт по времени с принятым отраженным от цели сигналом, сработает схема совпадения СС, управляющая через накопитель импульсов НИ 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 К показано на рис. 4.3.

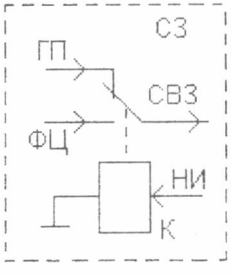


Рис.4.3 Эквивалентное представление схемы захвата системы АСД

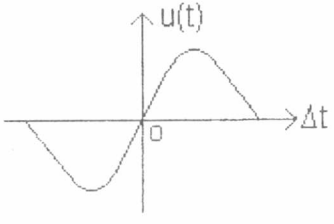


Рис.4.4 Переходная характеристика временного различителя

Выходное напряжение временного различителя ВР 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):

$$\Delta t = t_{\text{о}} - t_{\text{и}}$$

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. 4.4).

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

Нарушение работы канала АСД может осуществляться созданием непрерывных шумовых помех и имитационных помех, уводящих строб дальности.

4.3 Шумовые помехи

Полезные сигналы на входе любого приёмника всегда сопровождаются шумами. Это шумы внешних источников и внутренние шумы приёмного канала. Параметры следящих систем, в том числе и систем АСД, рассчитываются таким образом, чтобы в условиях отсутствия умышленно создаваемых помех амплитуда полезного сигнала на входе приёмного канала значительно превышала среднюю амплитуду шумов в пределах дальностей действия системы. Это соотношение может быть резко нарушено при создании защищаемым объектом непрерывных шумовых помех, которые представляют собой высокочастотный сигнал с несущей частотой подавляемой

системы, модулированный шумовым напряжением, спектр которого перекрывает полосу пропускания следящего канала.

Интенсивность аддитивной смеси полезного сигнала и помехи на входе приёмника сильно возрастёт. Система АРУ, предохраняя приёмник от перегрузок при больших входных сигналах, реагирует на их увеличение уменьшением общего коэффициента усиления канала. Поэтому амплитуда полезного сигнала на выходе приёмника, а следовательно и на входе системы АСД, уменьшается и отношение сигнал - шум изменяется в пользу шума. При достаточной мощности помехи амплитуда полезного сигнала уменьшается настолько, что он оказывается полностью поглощен шумами и его практически невозможно выделить из шума по различию амплитуд. Строб дальности начинает "блуждать" по шумам, захватывая и сбрасывая отдельные выбросы шумового напряжения, и система АСД будет полностью парализована.

Методы формирования шумовых помех аналогичны методам создания непрерывных шумовых помех радиоэлектронным системам, работающим в режимах обзора пространства. Эти методы были рассмотрены ранее в главе 2.

4.4 Имитирующие помехи

К имитирующим помехам систем АСД относят импульсные уводящие помехи. Эти помехи представляют собой последовательность ответных импульсов, излучаемых на несущей частоте подавляемой системы, задержка которых относительно сигналов облучения плавно изменяется от нуля до некоторого заданного значения $\tau_з$. Закон изменения задержки (закон увода) может быть линейным (рис. 4.5, а) или параболическим (рис. 4.5, б), с малым ускорением в начальной стадии создания помехи.

Рассмотрим физические процессы, связанные с воздействием уводящей помехи на систему АСД. На графиках рис. 4.6 показано взаимное расположение селекторных импульсов системы АСД С1 и С2, полезного для системы сигнала С и помехового сигнала П в различные моменты времени при создании одного цикла уводящей помехи.

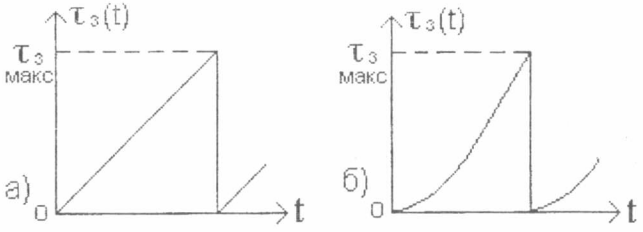


Рис.4.5 Законы изменения задержки импульсов уводящей помехи: а – линейный; б – параболический

В начальный момент увода, когда $\tau_з = 0$ (рис. 4.6, а), на вход системы АСД поступают два совмещенных по времени импульса - полезный сигнал С и помеха П. Система АСД работает в режиме сопровождения цели, ось симметрии селекторных импульсов совпадает с серединой полезного сигнала.

Следующий момент (рис. 4.6, б) соответствует небольшому возрастанию задержки помехового импульса $\tau_з > 0$, но оба импульса еще находятся в пределах апертуры временного различителя и система АСД не разрешает по дальности истинную и ложную (имитируемую) цели. В этом случае система АСД будет сопровождать энергетический центр суммарного сигнала и селекторные импульсы немного переместятся в сторону движения помехового импульса.

Момент, показанный на рис. 4.6, в, когда $\tau_з >> 0$, соот-

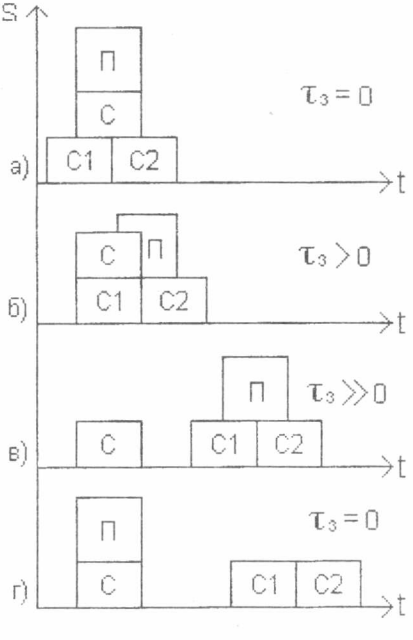


Рис.4.6 Взаимное расположение селекторных импульсов С1 и С2, полезного С и помехового П сигналов в различные моменты одного цикла уводящей помехи

ветствует полному разрешению целей по дальности. Селекторные импульсы, при условии превышения по мощности помехового сигнала над полезным, будут сопровождать помеховый импульс. Информация о дальности до истинной цели будет искажена, а системы, вычисляющие по измеренной дальности скорость движения целей, будут получать ложную информацию и о скорости. Однако если система АСД используется в качестве предварительного селектора целей для канала АСН, необходимо отметить, что при сопровождении помехового сигнала информация об угловых координатах цели – постановщика помех может поступать в систему без искажения, и может осуществляться нормальное сопровождение цели системой АСН.

На рис. 4.6, г показана ситуация заключительного момента одного цикла уводящей помехи. Задержка помехового импульса резко изменяется от максимального значения до нуля: $\tau_з = 0$. Скорость изменения задержки должна быть высокой, чтобы система АСД не смогла отследить это изменение. Помеховый сигнал исчезает из строба дальности. Такая ситуация может возникать при случайных пропаданиях импульса цели из строба дальности из - за флуктуационных изменений амплитуды отраженных сигналов. Система АСД некоторое время (время памяти) ожидает пропавший сигнал, а затем переходит в режим поиска. Пока производится этот поиск, подавляемая система не получает никакой информации о координатах цели. Если цель снова будет захвачена на автоматическое сопровождение, начинается новый цикл увода по дальности.

Таким образом, помехи, уводящие строб дальности, искажают информацию о текущих дальности и скорости цели, а также нарушают непрерывность потока информации об угловых координатах цели. Дискретное поступление данных в систему АСН приводит к значительному увеличению ошибок углового сопровождения. Скважность поступления информации определяется выражением

$$Q = \frac{t_{\text{ув}} + t_{\text{пск}}}{t_{\text{ув}}} , \qquad (4.1)$$

где $t_{ув}$ - время одного цикла уводящей помехи; $t_{пск}$ - время поиска цели.

Из выражения видно, что повышение эффективности уводящей помехи возможно за счёт увеличения скважности Q, которое связано с сокращением времени увода $t_{ув}$.

Время увода зависит от расстояния, при котором наступает разрешение целей по дальности и от скорости имитируемого движения ложной цели. Разрешающая способность целей по дальности в системах АСД в основном определяется апертурой временного различителя, нестабильностью работы генератора селекторных импульсов и рядом других факторов. Скорость движения ложной цели не должна превышать максимально возможную скорость истинных целей. В противном случае система АСД не будет сопровождать ложную цель.

Методику определения необходимых времени и скорости увода рассмотрим на следующем примере.

При типовых параметрах системы АСД

$$\tau_c = 1 \text{ мкс}; \quad \tau_{c1} = \tau_{c2} = 2 \text{ мкс},$$

где τ_c - длительность полезных импульсов; τ_{c1} и τ_{c2} - длительности селекторных импульсов.

Для того, чтобы имитируемая ложная цель вышла в зону разрешения по дальности, задержка уводящих импульсов за полный цикл увода $\tau_з$ должна быть не меньше 6 мкс. Такая задержка соответствует расстоянию между истинной и ложной целями:

$\Delta R = 900$ м.

Максимальную скорость цели, которую может сопровождать система АСД, примем равной

$$V_{ц\,макс} = 1{,}2 \text{ М},$$

где М - число Маха.

Тогда время увода составит

$$t_{ув} = \Delta R / V_{ц\,макс} \approx 2{,}2 \text{ с}.$$

При этом скорость изменения задержки уводящего импульса не должна превышать

$$V\tau_з = \tau_з / t_{ув} = 2{,}7 \text{ мкс/с}.$$

Структурная схема станции, реализующей уводящую по дальности помеху, приведена на рис. 4.7.

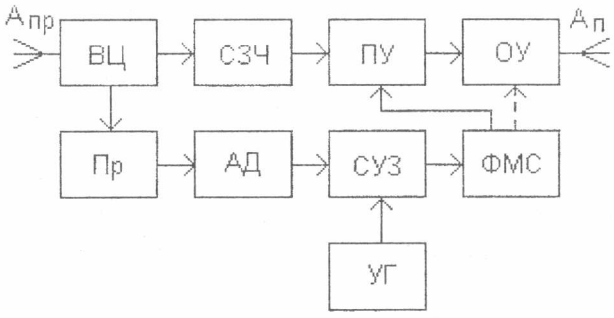


Рис.4.7 Структурная схема станции помех, уводящих по дальности

Принятые антенной $А_{пр}$ сигналы облучения разделяются во входной цепи ВЦ на два направления. Часть сигнала поступает на систему запоминания частоты СЗЧ, которая генерирует высокочастотные колебания с частотой, близкой к частоте сигналов облучения, – такое запоминание необходимо для создания уводящих помеховых импульсов не только во время действия импульсов облучения, но и после окончания их действия. Далее запомненный сигнал поступает на вход линейки широкополосных усилителей, в которых формируются высокочастотные ответные импульсы.

Другая часть принятого сигнала с выхода ВЦ подаётся на вход приёмника Пр и после преобразования и усиления детектируется в амплитудном детекторе АД. Видеоимпульсы с выхода АД поступают на систему управляемой задержки СУЗ, в которой осуществляется плавная задержка видеоимпульсов по заданному закону с помощью управляющего генератора УГ. В ФМС сигналы приобретают необходимые параметры для осуществления модуляции запомненных высокочастотных сигналов в усилительном тракте. Выходные помеховые импульсы излучаются передающей антенной в направлении подавляемой РТС.

4.5 Кратковременное запоминание частоты

Одним из основных элементов станции уводящих по дальности помех является система запоминания частоты сигналов облучения. Для исключения резких временных скачков помеховых

импульсов в начальной стадии создания помехи необходимо обеспечить малую начальную задержку принимаемых сигналов в СЗЧ. Как правило, такая задержка не должна превышать 0,15 мкс. С этой точки зрения рассмотренные ранее варианты построения СЗЧ, используемые при создании многократных импульсных помех, в данном случае неприемлемы.

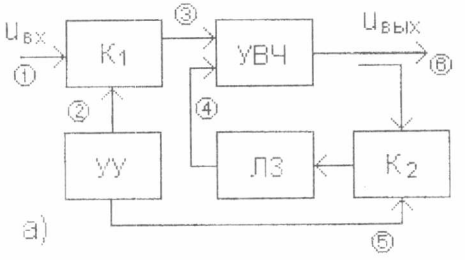
Чаще всего при создании уводящих помех применяют системы кратковременного запоминания частоты, построенные на базе генераторов с запаздывающей обратной связью (ГЗОС) [10]. Структурная схема одного из вариантов такой системы показана на рис. 4.8, а. На рис. 4.8, б приведены временные диаграммы сигналов в некоторых точках схемы.

На вход системы могут поступать различные импульсные последовательности с изменяющимися длительностями импульсов и частотами их следования. Поэтому в коммутаторе $К_1$ осуществляется нормирование входных импульсов по длительности. Интервал нормирования задаётся стробирующим импульсом, формируемым в устройстве управления УУ. Типовое значение строба составляет $t_{ст} \approx 0{,}2$ мкс.

После коммутатора импульсы постоянной длительности усиливаются в усилителе высокой частоты ВЧ и разветвляются по мощности на две части. Одна часть поступает на выход как составляющая формируемого генератором сигнала, а другая - через ответвитель, второй коммутатор $К_2$, линию задержки ЛЗ и высокочастотный сумматор подаётся снова на вход усилителя ВЧ. В качестве таких усилителей в системах РПД, как правило, применяют ЛБВ, позволяющие получать большой коэффициент усиления в широкой полосе частот без перестройки по частотному диапазону.

Коммутатор $К_2$, стоящий в цепи обратной связи генератора, открывается импульсом устройства управления УУ, длительность которого определяет продолжительность замкнутого состояния контура обратной связи, т.е . длительность запоминания частоты входного сигнала.

Величина задержки сигналов в ЛЗ равна примерно длительности нормированных импульсов на выходе комму-



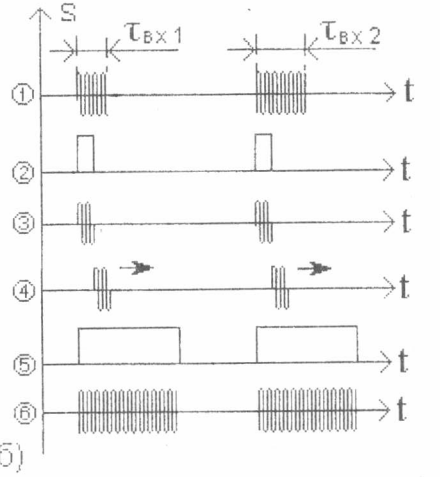


Рис.4.8 Структурная схема системы кратковременного запоминания частоты на базе ГЗОС

татора K_1. Поэтому входной радиоимпульс после первой циркуляции поступает на вход усилителя в момент прохождения через него заднего фронта нормированного входного радиоимпульса. Передний фронт второго радиоимпульса контура обратной связи поступит на вход усилителя в момент прохождения через него заднего фронта первого радиоимпульса контура обратной связи и т.д. В результате на выходе генератора будет сформирован широкий радиоимпульс, частота заполнения которого равна частоте заполнения входного радиоимпульса. Нетрудно сосчитать, что для формирования выходного радиоимпульса такого генератора длительностью $\tau_{и.вых} \approx 6$ мкс при $\tau_{ст} \approx 0{,}2$ мкс требуется около 30 циркуляций.

С выхода генератора сформированные радиоимпульсы подаются на модулятор станции помех, где стробируются видеоимпульсами с плавно нарастающей задержкой для создания помехи, уводящей по дальности.

Возможны два варианта построения генераторов с запаздывающей обратной связью. В первом варианте коэффициент усиления контура циркуляции радиоимпульсов выбирается больше единицы $K_у > 1$ (обычно $K_у \approx 10...15$ дБ).

В этом случае мощность выходных импульсов будет нарастать до тех пор, пока в результате уменьшения коэффициента усиления ЛБВ в области насыщения она не сравняется с потерями в контуре обратной связи, как это показано на рис. 4.9, где приведены типовая амплитудная характеристика ЛБВ $P_{вых} = f(P_{вх})$ и характеристика потерь в контуре $\delta_к$. Из графиков видно, что стабилизация рабочей точки Р.Т. контура происходит в области глубокого насыщения ЛБВ.

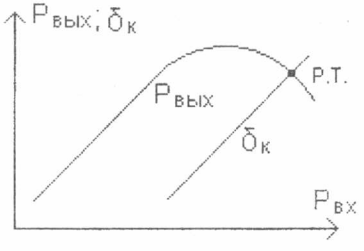


Рис.4.9 Амплитудно – частотная характеристика ЛБВ и характеристика потерь в контуре ГЗОС $\delta_к$

Рассмотренные генераторы обычно работают в составе станций РПД в достаточно широком диапазоне частот. ЛБВ

генерирует в этом диапазоне собственные шумы. При значительном усилении в контуре эти шумы будут нарастать с каждой циркуляцией, причём преобладать будет спектральная составляющая, соответствующая максимальному значению неравномерности амплитудно - частотной характеристики контура. В результате может наступить момент, когда контур перестаёт функционировать как устройство запоминания частоты входных сигналов, превращаясь в генератор собственных колебаний. Поэтому время запоминания ограничивается временем нарастания собственных колебаний до уровня, при котором происходит подавление запоминаемого сигнала. Для увеличения времени запоминания необходимо обеспечивать малую неравномерность амплитудно-частотной характеристики контура ГЗОС во всём диапазоне рабочих частот. В большей степени это требование относится к характеристикам ЛБВ, входящим в контур генератора.

Во втором варианте реализации ГЗОС коэффициент усиления контура циркуляции радиоимпульсов устанавливается немного меньше единицы $K_{yc} < 1$. При таком режиме работы система не возбуждается на собственных частотах. Однако амплитуда циркулирующих в системе импульсов медленно уменьшается, достигая в итоге уровня шумов. Можно подобрать параметры контура так, чтобы затухание сигналов при циркуляции было приемлемым за время необходимого запоминания частоты сигналов облучения. Поставив на выходе ГЗС амплитудный ограничитель, можно получить широкий радиоимпульс постоянной длительности.

Более подробная информация о работе генераторов с запаздывающей обратной связью содержится в работах Л.М. Юдина [11-16].

5 АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ РТС, РАБОТАЮЩИМ В РЕЖИМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО СКОРОСТИ

5.1 Общие положения

Автоматическое сопровождение целей по скорости даёт возможность получать непрерывную информацию о скорости движения сопровождаемых целей, а также обеспечивать селекцию движущихся целей на фоне неподвижных или медленно движущихся объектов, отражающих радиоволны. Определение скорости основано на использовании доплеровского приращения частоты сигналов, отраженных или излучаемых движущимися

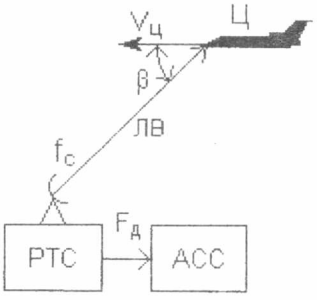


Рис.5.1 К определению доплеровского приращения частоты

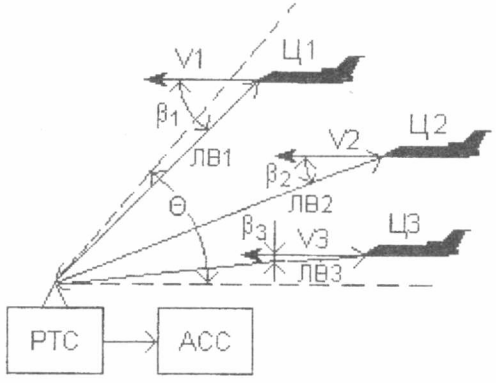


Рис.5.2 Групповая цель в пределах диаграммы направленности приёмной антенны Θ_A

относительно приёмника объектами. Приращение частоты $F_д$ зависит от скорости движения объекта $V_ц$ и несущей частоты излучаемых сигналов $f_с$ (рис. 5.1):

$$F_д = f_с \frac{V_ц}{C} \cos\beta = \frac{V_ц}{\lambda} \cos\beta, \qquad (5.1)$$

где $\lambda = c / f_с$ - длина волны; β - угол между направлением вектора скорости $V_ц$ и линией визирования цели ЛВ.

Важной функцией системы АСС, так же как и системы АСД, является дополнительная пространственная селекция

групповых целей, попадающих в пределы диаграммы направленности приёмной антенны канала АСН РТС управления оружием. Различие радиальных составляющих скоростей отдельных целей группы будет вызывать различные приращения частоты принимаемых сигналов, которые могут быть разделены узкополосными фильтрами (рис. 5.2):

$$V_{r\,i} = V_{ц} \cos\beta_i,$$

где i - номер отдельной цели в группе.

Информация об угловых координатах цели будет поступать на систему АСН только после её захвата на сопровождение по скорости системой АСС. Поэтому создание помех каналу АСС может вызвать ошибки не только в определении скорости движения цели, но и нарушить нормальную работу системы АСН.

5.2. Принцип действия системы АСС

Особенно высока эффективность селекции целей по скорости в РТС, использующих непрерывный и квазинепрерывный режимы излучения. Структурная схема одного из наиболее типичных вариантов системы АСС, работающей с непрерывными сигналами, приведена на рис. 5.3.

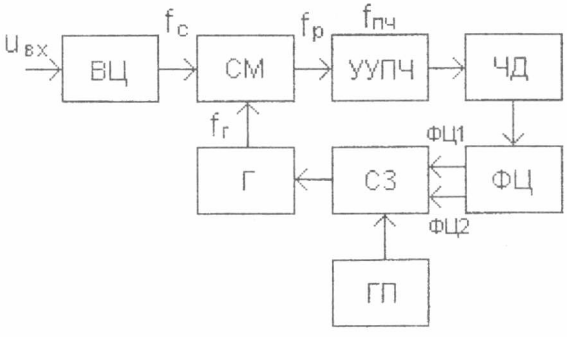


Рис.5.3 Структурная схема системы АСС

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 [17].

В исходном состоянии, когда на входе нет сигналов, система работает в режиме поиска. При этом частота гетеродина Г с помощью генератора поиска ГП периодически перестраивается по линейному закону. Поиск осуществляется в диапазоне возможных доплеровских приращений частоты входных сигналов.

Сигналы, принятые от целей, после соответствующих преобразований во входных цепях ВхЦ поступают на вход системы АСС. Когда разность частот перестраиваемого гетеродина $f_г$ и входного сигнала $f_с$ будет близка к средней частоте настройки УУПЧ, сигнал с разностной частотой, полученный на выходе смесителя СМ:

$$f_р = f_с - f_г,$$

проходит через УУПЧ, частотный детектор ЧД, формирующую цепь ФЦ, и заставляет сработать схему захвата СЗ (цепь $ФЦ_1$), 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 ЧД (цепь $ФЦ_2$). Распределение управляющих сигналов в СЗ показано на эквивалентной схеме рис. 5.4.

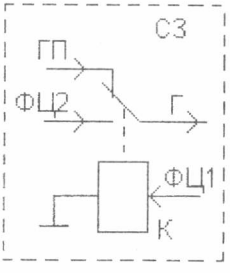


Рис.5.4 Эквивалентная схема распределения сигналов, управляющих частотой гетеродина

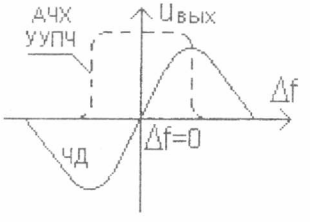


Рис.5.5 Переходная характеристика частотного детектора и АЧХ УУПЧ

Переходная характеристика ЧД (рис. 5.5) представляет собой нечётную функцию выходного напряжения от рассогласования

частоты разностного сигнала на выходе СМ $f_р$ и средней частоты настройки УУПЧ $f_{пч}$:

$$u_{вых} = \varphi(\Delta f),$$

где $$\Delta f = f_р - f_{пч}.$$

Пунктиром на рис. 5.5 показана амплитудно-частотная характеристика УУПЧ.

Частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого пропорциональны величине и стороне частотного рассогласования. Это напряжение через ФЦ (цепь $ФЦ_2$) и СЗ изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока рассогласование частот не станет равным нулю. Выходное напряжение ЧД при этом также будет равно нулю, изменение частоты гетеродина прекратится и система будет работать в режиме устойчивого сопровождения сигналов по частоте. Средний уровень управляющего напряжения, соответствующий текущему значению скорости движения сопровождаемой цели, поддерживается устройствами ФЦ.

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

5.3 Шумовые помехи

Широкополосные заградительные помехи для систем АСС малоэффективны, 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:

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

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 Δf частоты разностного сигнала на выходе СМ $f_р$ 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 апертуры переходной характеристики частотного детектора, в результате чего система потеряет цель.

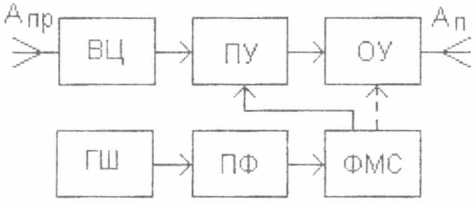


Рис.5.6 Структурная схема станции шумовых помех ретрансляционного типа

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. 5.6. 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.

5.4 Имитирующие помехи

Рассмотрим один из наиболее распространенных методов имитационных помех, который часто называют уводящей помехой по скорости [9] или помехой, уводящей строб скорости [7]. Для создания такой помехи принятые станцией РПД сигналы

облучения усиливаются и переизлучаются в направлении подавляемой РТС с плавным изменением несущей частоты в диапазоне возможных доплеровских частот. Частота ретранслируемых сигналов изменяется по линейному (рис. 5.7) или параболическому (рис. 5.8) законам от значения частоты сигналов облучения до некоторого значения, 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. 5.7, а или рис. 5.8, а), так и в сторону уменьшения (рис. 5.7, б или рис. 5.8, б) относительно частоты сигналов облучения.

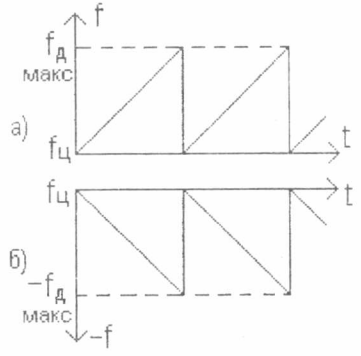


Рис.5.7 Линейный закон изменения частоты помеховых сигналов, уводящих строб скорости

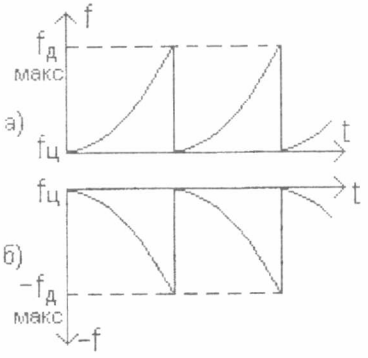


Рис.5.8 Параболический закон изменения частоты помеховых сигналов, уводящих строб скорости

Электромагнитное поле в раскрыве приёмной антенны подавляемой РТС при создании уводящей помехи будет иметь такой же характер, какой оно имело бы при приёме сигналов от двух целей, идущих с равными скоростями, одна из которых в момент, соответствующий началу цикла увода, начинает манёвр. При манёвре будет происходить увеличение или уменьшение радиальной составляющей вектора скорости в направлении РТС.

Таким образом, помеховое излучение имитирует вторую, несуществующую цель, идущую со скоростью, отличной от

скорости защищаемой цели - постановщика помех. Система АСС переходит в этом случае на сопровождение той цели, которой соответствуют сигналы большей интенсивности.

На графиках рис. 5.9 показано взаимное расположение частот полезного f_c и помехового $f_п$ 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.

В начальный момент создания помехи (рис. 5.9, а), когда различие частот принимаемых и излучаемых станцией РПД сигналов мало ($\Delta f = f_c - f_п \approx 0$), 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. 5.9, б, $\Delta f > 0$).

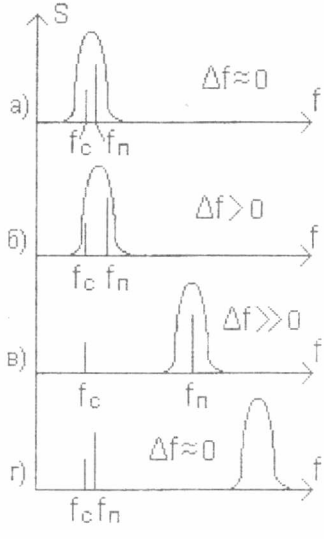


Рис.5.9 Взаимное расположение АЧХ следящего фильтра, частот полезного f_c и помехового $f_п$ сигналов в различные моменты одного цикла уводящей помехи

Дальнейшее изменение частоты помехового сигнала приведет к разрешению системой АСС истинной и ложной целей по скорости движения (по доплеровской частоте). Система перейдёт на сопровождение помехового сигнала при условии, что интенсивность помехи будет превышать полезный сигнал на входе подавляемой РТС (рис. 5.9, в, $\Delta f >> 0$). РТС будет получать искаженную информацию о скорости и ускорении захваченной на сопровождение цели. Вычислительные системы РТС, 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.

В конце цикла уводящей помехи частота ретранслируемого сигнала резко изменяется до начального значения (рис. 5.9, г, $\Delta f \approx 0$). Сигнал помехи исчезает из строба скорости. Подавляемая РТС теряет цель, некоторое время ожидает пропавший сигнал, а затем переходит в режим поиска. Во время ожидания и поиска подавляемая система не получает никакой информации о координатах цели, в том числе и об ее угловом положении. Если во время поиска произойдёт захват цели на сопровождение, цикл увода повторяется.

Таким образом, подавляемая РТС в течение каждого цикла уводящей помехи получает искаженную информацию о скорости и ускорении цели, а в промежутках между циклами теряет цель, что приводит к нарушению непрерывности потока информации о координатах цели.

Эффективность воздействия уводящей помехи по скорости может быть повышена одновременным выполнением манёвра защищаемого ЛА с максимальным ускорением.

Значение скважности поступления информации зависит от скорости изменения частоты помехового сигнала (скорости увода) и величины увода по частотной оси, а также от характеристик подавляемой РТС. Скорость увода не должна превышать скорости движения реальных целей, иначе система АСС определит неестественное поведение ложной цели и прекратит её сопровождение. Величина увода должна обеспечить надёжное разрешение системой АСС полезного и помехового сигналов по частоте, при котором полезный сигнал выйдет за пределы строба скорости. Для этого при типовых характеристиках системы АСС увод строба скорости необходимо осуществить на величину не менее 4 кГц.

Скорость увода и время создания одного цикла уводящей помехи определим для РТС, сопровождающей цель с максимальной скоростью движения $V_{\text{ц макс}} = 1{,}2$ М. Будем считать, что система работает по отраженному сигналу на несущей частоте $f_c = 10$ ГГц.

При манёвре цели (рис. 5.10) доплеровское приращение частоты принимаемых сигналов за счёт движения цели может изменяться в диапазоне от нуля до максимального значения $F_{д\,макс}$:

$$F_{д\,макс} = \frac{2V_ц}{\lambda}\cos\beta = \frac{2\cdot 400}{3\cdot 10^{-2}}\cos 0^0 = 27\,кГц\,.$$

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

$$\eta = W_{макс}/g, \qquad (5.2)$$

где $W_{макс} = (V_ц)^2/r_{мин}$ - максимальное поперечное ускорение цели; $V_ц$ - скорость движения цели; $r_{мин}$ - минимальный радиус разворота при манёвре цели; g - ускорение свободного падения.

Подставляя значение $W_{макс}$ в 5.2, получим

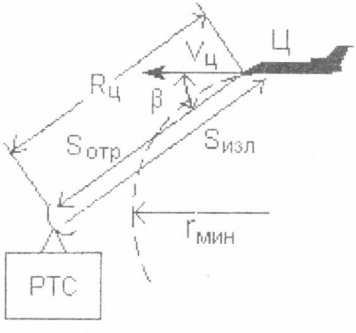


Рис.5.10 К определению параметров помехи, уводящей по скорости

$$r_{мин} = \frac{V_ц^2}{g\cdot\eta}\,,$$

откуда

$$\eta = \frac{V_ц^2}{g\cdot r_{мин}}\,.$$

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

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

Так как всегда $R_ц >> r_{мин}$, то можно считать, что изменение доплеровского приращения частоты от $F_{д\,макс}$ до нуля произойдёт за время прохождения целью $t_ц$ примерно одной четверти длины окружности с радиусом $r_{мин}$:

$$t_{ц} = b / V_{ц\ макс},$$

где

$$b = \frac{2\Pi r_{мин}}{4} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 3{,}2 \cdot 10^{3}}{4} = 5{,}03 \cdot 10^{3}\ м\ ,$$

тогда

$$t_{ц} = \frac{5{,}03 \cdot 10^{3}}{400} = 12{,}57\ с\ .$$

Таким образом, максимальная скорость изменения частоты сигналов, излучаемых реальной целью, составит

$V_f = F_{д\ макс} / t_{ц} = 27 \cdot 10^{3} / 12{,}57 = 2{,}15 \cdot 10^{3}$ Гц/с = 2,15 кГц/с.

Это же значение будет определять максимальную скорость уводящей помехи. Время увода в этом случае равно

$$t_{ув} = \Delta f_{ув} / Vf = 4 \cdot 10^{3} / 2{,}15 \cdot 10^{3} = 1{,}86\ с,$$

где $\Delta f_{ув}$ = 4 кГц - величина минимально необходимого увода строба скорости.

5.5 Изменение частоты ретранслируемых сигналов

Уводящие по скорости помехи, так же как и шумовые, создаются с помощью ретранслятора, в котором осуществляется плавное изменение частоты излучаемых сигналов с применением частотных или фазовых модуляторов. Чаще всего для этих целей используют высокочастотные фазовращатели. Предпочтение, как правило, отдают фазовращателям на основе ЛБВ, у которых фазовая модуляционная характеристика достаточно линейна в интервале от нуля до 2π. Кроме того, эта же ЛБВ одновременно может использоваться в качестве усилителя ретрансляционного тракта.

Структурная схема одного из вариантов станции для создания уводящих помех показана на рис. 5.11. Генератор управляющего напряжения ГУН перестраивает частоту генератора пилообразного напряжения ГПН, выходные сигналы которого через ФМС поступают на фазовращатель ФВ для осуществления фазовой модуляции ретранслируемых сигналов.

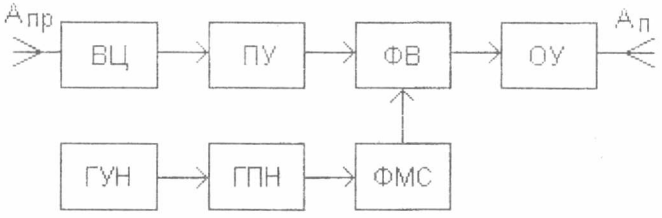


Рис.5.11 Структурная станция помех, уводящих по скорости

Для изменения частоты сигналов с помощью ЛБВ на её спираль подаётся линейно - изменяющееся во времени напряжение

$$u(t)=kt.$$

Если это напряжение линейно возрастает, то соответственно будет возрастать и скорость электронного потока в ЛБВ, что, в свою очередь, вызовет увеличение скорости электромагнитной волны, распространяющейся в системе "спираль - электронный поток". Так как длина участка взаимодействия фиксирована, а скорость распространения волны увеличивается, то фазовый набег колебания в замедляющей системе ЛБВ будет уменьшаться. Линейное изменение фазы приводит к смещению частоты выходного сигнала ЛБВ на некоторую постоянную величину:

$$\omega = d\varphi / dt.$$

При этом чем больше скорость изменения фазы, тем на большую величину сместится частота выходного сигнала.

На практике непрерывное изменение управляющего напряжения во времени по линейному закону возможно лишь в некоторых сравнительно ограниченных пределах, поэтому для смещения частоты в системах РПД применяют различные виды периодической модуляции ЛБВ по фазе. Чаще всего фазовую модуляцию осуществляют по пилообразному закону.

Пусть сигнал на входе модулятора определяется выражением

$$S_{вх} = A \sin \omega t,$$

где A - константа.

При линейной фазовой модуляции выходной сигнал будет равен

$$S_{вых} = A\,(\sin \omega t + kt),$$

где k - постоянная скорость изменения фазы.

Представим это выражение в следующем виде:

$$S_{вых} = A\,(\sin 2\pi\, f\, t + kt) = A \sin 2\pi[f + (k / 2\pi)]\; t,$$

где $k / 2\pi = \Delta f$ - изменение частоты.



Рис.5.12 Выходной сигнал ЛБВ (а) и его спектр (б) при изменении фазы сигнала, кратном 2π

Для того, чтобы не нарушалась монохроматичность выходных колебаний, изменение фазы выходного сигнала за один период модулирующего напряжения должно быть кратно 2π радиан. Это требование выполняется тщательным подбором напряжения на спирали ЛБВ. Частота выходного сигнала при этом будет равна

$$f_{вых} = f_{вх} \pm nF_{м},$$

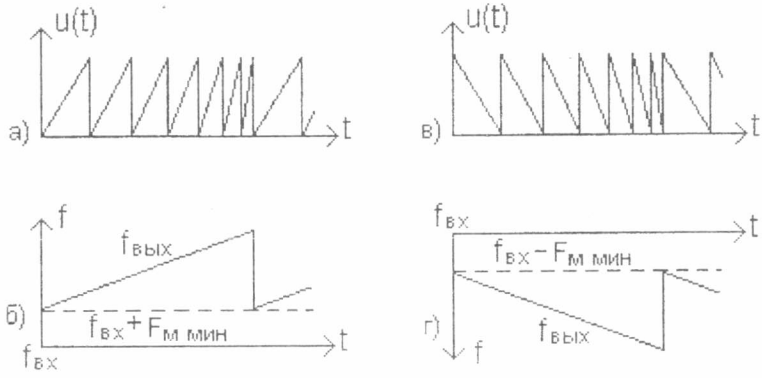


Рис.5.13 Линейно-нарастающее (а) и линейно-падающее (в) напряжения фазовой модуляции и соответствующие изменения частоты выходных сигналов (б и г)

где $n = 1, 2, 3$- коэффициент кратности; $F_м$ - частота модулирующего пилообразного напряжения.

Временное и частотное представления выходного сигнала ЛБВ для этого случая показаны на рис. 5.12. Знак приращения частоты выходного сигнала зависит от того, какое используется напряжение модуляции: линейно - нарастающее или линейно - падающее (рис. 5.13). Такое смещение частоты можно рассматривать как результат однополосной модуляции с хорошо подавленной несущей.



Рис.5.14 Выходной сигнал ЛБВ (а) и его спектр (б) при изменении фазы сигнала, не кратном 2π

Нарушение условия кратности изменения фазы приведет к нарушению монхроматичности выходных колебаний и появлению дополнительных частотных составляющих в спектре выходного сигнала, как это показано на рис. 5.14. Это явление нежелательно, так как энергия помехового сигнала будет распределяться между составляющими выходного спектра.

При реализации рассмотренного метода уводящей помехи неизбежно возникает начальный (не нулевой) сдвиг частоты выходного сигнала $F_{м\ мин}$. Необходимо предусмотреть, чтобы этот сдвиг был как можно меньше и практически составлял не более 25 % величины разрешающей способности подавляемой системы по скорости.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Вакин С.А., Шустов Л.Н.* Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки.- М.: Сов. радио, 1968.- 448 с.
2. *Шлезингер Р.Дж.* Радиоэлектронная война.- М.: Воениздат, 1963.- 318 с.
3. *Палий А.И.* Радиоэлектронная борьба.- М.: Воениздат, 1989.- 350 с.
4. *Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д.* Антенно- фидерные устройства: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1989.- 352 с.
5. Защита от радиопомех / Под ред. *М.В Максимова.* -М.: Сов. радио, 1976.- 496 с.
6. *Тетерич Н.М.* Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. - М.: Энергия, 1968.- 296 с.
7. *Атражев М.П., Ильин В.А., Марьин Н.П.* Борьба с радиоэлектронными средствами.- М.: Воениздат, 1972.- 272 с.
8. *Леонов А.И., Фомичёв К.И.* Моноимпульсная радиолокация. - М.: Радио и связь,1984.- 270 с.
9. *Перунов Ю.М, Фомичёв К.И., Юдин Л.М.* Радиоэлектронное подавление каналов систем управления оружием.- М.: Радиотехника, 2003.- 416 с.
10. *Van Brunt.* Applied ECM / E.W.- Engineering, USA, 1978, v. 7.
11. *Юдин Л.М.* Циркуляция высокочастотного импульсного сигнала в системе с ЗОС. // Сб. научных трудов ЦНИИ –108, 1959, вып. 67.
12. *Юдин Л.М.* Экспериментальные результаты изучения возможности запоминания несущей частоты в сантиметровом диапазоне.- Радиоэлектроника (БНТ МО), 1959, № 4.
13. *Юдин Л.М.* Воздействие двух радиосигналов на автогенератор с запаздывающей обратной связью// Военная радиоэлектроника, 1959, №27.
14. *Юдин Л.М.* Усиление двух сигналов в ЛБВ // Военная радиоэлектроника, 1959, №27.
15. *Юдин Л.М.* Исследование когерентности ответных сигналов. // Сб. научных трудов ЦНИИ – 108, 1959, вып. 69.
16. *Юдин Л.М.* Спектр выходного сигнала рециркулятора радиоимпульсов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. X11. Общетехническая, 1963, вып. 27, с. 38 – 46.
17. *Виницкий А.С.* Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн.- М.: Сов. радио, 1961.- 496 с.

18. Радиотехнические системы: Учебник для вузов / Под ред. *Ю.М. Казаринова*.- М.: Высш. шк., 1990.- 496.
19. *Финкельштейн М.И.* Основы радиолокации: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1983.- 536 с.
20. *Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч – Бруевич А.М.* Радиотехнические системы: Учебник для вузов.- М.: Сов. радио, 1975.- 440.
21. Теоретические основы радиолокации: Учеб. пособие для вузов / Под ред. *В.Е.Дулевича*.- М.: Сов. радио,1978.- 608 с.
22. *Лёзин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1986.- 280 с.
23. *Васин В.В., Степанов Б.М.* Справочник-задачник по радиолокации. - М.: Сов. радио, 1977.- 320 с.

Учебное издание

Никольский Борис Аркадьевич

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Часть 1
Учебное пособие

Редактор Н. С. Куприянова
Компьютерная верстка О. А. Ананьев

Подписано в печать 07.04.2004 г.Формат 60 х 84 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 6,5. Усл. кр.- отт 6,6. Уч.- изд. л. 7,0.
Тираж 100 экз. Заказ 33 . Арт. С - 12/2004.

Самарский государственный аэрокосмический университет.
443086, Самара, Московское шоссе, 34.

РИО Самарского государственного аэрокосмического университета.
443086, Самара, Московское шоссе, 34.