СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Учебное пособие

Под редакцией В.В. Смирнова

FreeBusta is knowledge
without borders!

Министерство образования и науки Российской Федерации
Балтийский государственный технический университет «Военмех»
Кафедра радиоэлектронных систем управления

СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Учебное пособие

Под редакцией В. В. Смирнова

Санкт-Петербург
2010

Авторский коллектив: *В.В. Смирнов*, канд. техн. наук, проф.; *А.А. Сорокин*, канд. техн. наук, проф.; *Н.В. Сотникова*, канд. техн. наук, преп.; *А.Г. Давидчук*, канд. техн. наук, доц.; *М.В. Уланов*, канд. техн. наук, доц.

УДК 621.396.965 : 681.51(075.8)
С40

С40 **Системотехническое** проектирование обзорных радиолокационных станций: учеб. пособие / В.В. Смирнов [и др.]; под ред. В.В. Смирнова; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2010. – 95 с.
ISBN 978-5-85546-538-9

Рассмотрены общие вопросы системного подхода к проектированию обзорных радиолокационных станций (РЛС). Приводятся конкретные примеры системотехнического проектирования обзорных РЛС.

Предназначено для студентов старших курсов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы», «Средства радиоэлектронной борьбы», а также для магистрантов, обучающихся по направлению «Радиотехника».

УДК 621.396.965 : 681.51(075.8)

Р е ц е н з е н т ы: вед. инженер НИС-4121 ОАО «ВНИИРА», канд. техн. наук *А.В. Верещагин*; канд. техн. наук, доц. *В.А. Керножицкий*

Утверждено
редакционно-издательским
советом университета

ISBN 978-5-85546-538-9

© БГТУ, 2010
© Авторы, 2010

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, радиоэлектронные системы (РЭС) делятся на информационные и энергетические. Информационные РЭС предназначены для передачи, извлечения, преобразования и разрушения информации (информационных сообщений). РЭС, предназначенные для других целей, называются неинформационными или энергетическими.

Информационные РЭС делятся на системы передачи информации (СПИ), системы извлечения информации (СИИ), системы разрушения информации, системы радиоуправления, комбинированные системы.

Системы передачи информации служат для передачи информации из одних пунктов пространства в другие. К ним относятся, в частности, системы радио- и телевизионного вещания, системы связи, радиотелеметрические системы и системы передачи команд.

Системы извлечения информации, системы локации, радиоастрономии, разведки природных ресурсов, измерения параметров радиотехнических сигналов и цепей и др. предназначены для извлечения информации об объектах или процессах с помощью радиосредств.

Комбинированной называется система, в состав которой входят две или более РЭС различных классов (например, СПИ и СИИ).

Системой радиоуправления называется система управления, в которой радиоэлектронные средства выполняют основную функцию. Главная область применения этих систем – управление полетом самолетов, ракет, космических и других летательных аппаратов. Радиоэлектронные средства в таких системах применяются для извлечения и передачи информации.

Во всех упомянутых системах, за исключением систем радиоэлектронного противодействия, РЭС предназначены для правильного воспроизведения информации (сообщений). Поскольку одной из основных задач систем радиоэлектронного противодействия

FreeBusta is knowledge
without borders!

является разрушение информации, подход к их проектированию имеет существенные особенности.

Основные из многочисленных требований, предъявляемых к РЭС извлечения и передачи информации: точность (достоверность) воспроизведения сообщений, помехозащищенность, пропускная способность, электромагнитная совместимость (ЭМС), экологическая совместимость, надежность, возможно меньшая стоимость – характеризуются показателями, называемыми *показателями качества*.

Выбор показателей качества – одна из самых сложных и ответственных задач проектирования. Это объясняется тем, что степень удовлетворения даже какого-то одного требования (например, помехозащищенности) невозможно полно и достаточно охарактеризовать каким-то одним числом и даже совокупностью конечного набора чисел. Общим критерием, которым приходится руководствоваться при этом (как и при всяком переходе от бесконечно сложной реальной ситуации к ее формализованному описанию), является компромисс между полнотой и точностью описания, с одной стороны, и простотой использования этого описания для проектирования, с другой. Поэтому практически на начальных этапах проектирования обычно учитывают лишь 10...20 наиболее важных показателей и увеличивают их число до нескольких десятков лишь на последующих этапах.

Обоснование исходных данных производится исходя из назначения проектируемой системы и называется *внешним проектированием*. В отличие от этого выбор структуры и значений параметров системы, удовлетворяющих всей совокупности исходных данных, называется *внутренним проектированием* или *синтезом* системы.

Методы проектирования существенно зависят от назначения проектируемой системы, в первую очередь от того, какой она является: системой передачи или извлечения информации, гражданского или военного назначения. Однако даже для систем одного и того же класса исходные данные могут весьма существенно различаться: по требуемой дальности действия (в 10^8 раз и более), диапазону используемых электромагнитных волн в (10^8 раз и более), пропускной способности (в 10^9 раз и более) и т. д.

Огромный диапазон исходных данных делает невозможным создание единой теории проектирования, в одинаковой мере спра-

ведливой и эффективной для РЭС различных классов и назначений. Для каждого класса или даже подкласса должна разрабатываться соответствующая теория проектирования, например для спутниковых систем связи, телеметрических, радиолокационных и др.

В настоящем пособии рассматриваются системотехническое проектирование только обзорных РЛС.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИИ И ОСНОВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЯХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Радиолокацией называется область радиоэлектроники, назначением которой является обнаружение различных объектов, измерение координат и параметров их движения, а также оценка их свойств путем использования радиоволн, отраженных, переизлученных или излученных объектами наблюдения. Объектами радиолокационного наблюдения (цели) могут быть самолеты и вертолеты, искусственные спутники Земли (ИСЗ) и баллистические ракеты, корабли и танки, автомашины и люди, участки земной и водной поверхности, неоднородности атмосферы и планеты солнечной системы.

Радиолокация основана на следующих постулатах.

1. Радиоволны отражаются (рассеиваются) встретившимися на пути их распространения объектами с отличными от окружающей среды свойствами; при этом отраженные волны, так же как и собственное излучение цели, позволяют зафиксировать факт наличия цели.

2. Радиоволны распространяются прямолинейно и с постоянной скоростью (ее принимают равной 3×10^8 м/с), благодаря чему можно измерять дальность и угловые координаты целей.

3. Частота принятого сигнала получает доплеровский сдвиг относительно частоты излученных колебаний при перемещении точек приема и излучения, что позволяет измерять радиальные скорости движения целей относительно радиолокационных станций (РЛС).

К основным достоинствам радиолокационных методов получения информации о целях следует отнести большую дальность

FreeBusta is knowledge
without borders!

обнаружения, возможность измерения дальности и угловых координат, а также их производных с высокой точностью, обнаруживать цели и наблюдать их в любое время года и суток, через облака, дождь и туман.

Радиолокационная станция представляет собой сложную радиоэлектронную систему, включающую целый ряд подсистем: автоматического слежения за целями по дальности, угловым координатам, скорости и др. Несколько РЛС могут использоваться совместно в рамках большой РЭС для решения общей сложной задачи, например управления воздушным движением в районе аэродрома, противовоздушной или противоракетной обороны.

Основными узлами РЛС (рис. 1.1) являются радиопередающее устройство, предназначенное для формирования зондирующих сигналов, антенно-фидерное устройство (антенны A_1 и A_2), предназначенное для излучения и приема радиоволн; радиоприемное устройство, обеспечивающее усиление, селекцию и необходимое преобразование сигналов, несущих информацию о целях; устройство отображения информации, позволяющее представить полученную информацию в виде, удобном для получателя; управляющее устройство, сигналы которого воздействуют на передатчик, приемник, устройство отображения и определяют вид излучаемых колебаний, а также характер обработки принятых сигналов в приемнике и устройстве отображения.

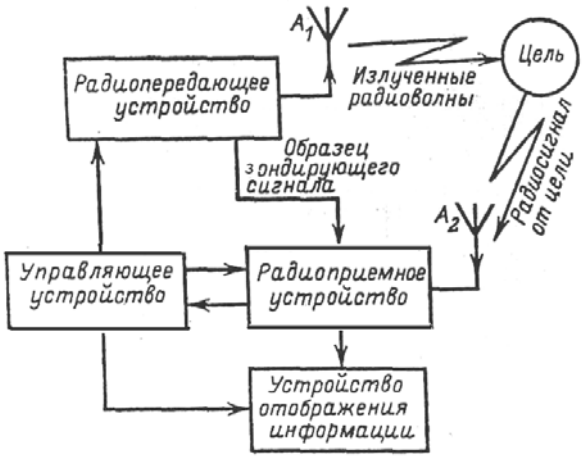


Рис. 1.1. Структурная схема РЛС

Возможности практического использования РЛС характеризуются ее основными показателями, к которым относятся следующие: назначение РЛС; размеры зоны, в пределах которой осуществляется обнаружение целей и ведется наблюдение за ними; время, требующееся для обзора заданной зоны; измеряемые координаты целей, их производные и принципиальные особенности измерений; точность измерений; разрешающая способность; помехоустойчивость; эксплуатационная надежность; масса и габариты аппаратуры.

Назначение. Радиолокационные станции широко применяются для решения самых разнообразных задач – от обеспечения мягкой посадки космических аппаратов на поверхность планет до измерения скорости движения человека и от управления средствами поражения в системах противоракетной и противовоздушной обороны до индивидуальной защиты от грабителей. Назначение станции определяет ее облик (основные показатели, принципиальные технические решения, конструкцию, массу и габариты). По месту расположения РЛС подразделяют на наземные, корабельные, самолетные, ракетные и спутниковые.

Наземные РЛС можно подразделить на следующие группы:

1) станции управления воздушным движением в районе аэродрома (станции посадки самолетов, станции обзора летного поля);

2) станции обнаружения воздушных целей и наведения на них истребителей;

3) станции целеуказания – для распределения целей при действии зенитной артиллерии или зенитных ракетных комплексов;

4) станции орудийной наводки и наведения на цели зенитных управляемых ракет;

5) станции разведки движущихся наземных целей – для наблюдения за передвижением войск и техники противника в прифронтовой полосе и на поле боя;

6) загоризонтные станции обратного рассеивания – для обнаружения за горизонтом различных объектов, в том числе самолетов при их полете над мировым океаном и ракет;

7) метеорологические станции – для измерения скорости и направления ветра на различных высотах; определения интенсивности, формы, направления и скорости перемещения ливневых и грозовых очагов; обнаружения зон инверсий температуры и влаж-

FreeBusta is knowledge
without borders!

ности, а также зон турбулентности; оперативного наблюдения за тайфунами, торнадо, шквалами.

Корабельные РЛС подразделяют на следующие группы:

1) навигационные станции, обеспечивающие кораблевождение и позволяющие, в частности, определять истинный курс и истинную скорость корабля;

2) станции, обеспечивающие вход, выход и маневрирование в узостях (порты, проливы и пр.), а также предотвращение столкновений кораблей в сложных метеоусловиях и ночью;

3) станции наблюдения за воздушной обстановкой;

4) станции управления стрельбой при использовании зенитной артиллерии и зенитных ракетных комплексов;

5) станции обнаружения надводных и низколетящих целей.

Среди самолетных и ракетных бортовых РЛС различают:

1) радиолокационные дальномеры – для точного измерения дальности. Используются совместно с различными прицелами;

2) станции перехвата и прицеливания на истребителях – для обнаружения целей, сближения с ними и атаки, а также для выхода из атаки;

3) бортовые станции наведения на цели;

4) радиолокационные взрыватели, обеспечивающие подрыв боевого заряда ракеты при ее приближении к цели;

5) радиолокационные прицелы на самолетах – для обнаружения воздушных целей, атакующих данный самолет, и управления стрельбой по этим целям;

6) станции предупреждения об облучении самолета радиолокационными станциями противника;

7) самолетные панорамные станции – для получения изображения земной поверхности, над которой пролетает самолет;

8) станции бокового обзора – для наблюдения земной поверхности с высокой разрешающей способностью по угловой координате;

9) радиолокационные высотомеры точного измерения истинной высоты полета самолета;

10) станции для предупреждения экипажа самолета о грозовых образованиях, зонах повышенной турбулентности атмосферы, а также о наземных препятствиях.

Развитие микросхемотехники привело к созданию малогабаритных РЛС, позволяющих решать уникальные задачи, например высокоточное измерение частоты и амплитуды вибраций или перемещений элементов конструкций (деталей станков, прессов) без

механического контакта с ними, измерение направления и скорости движения медленно перемещающихся громоздких объектов (кораблей при швартовке) и т.п.

Широкое распространение получают *многофункциональные* РЛС, которые позволяют одновременно или последовательно решать несколько различных задач. Например, для истребителя типичной является многофункциональная РЛС, обеспечивающая наблюдение и слежение за наземными целями, картографирование земной поверхности, обнаружение низколетящих целей на фоне земной поверхности, обнаружение и слежение за несколькими воздушными целями, управление бортовым оружием при атаках целей, посадку на аэродром.

Зона обзора – это область пространства, в пределах которой ведется обнаружение целей и слежение за ними. Она характеризуется максимальной ($D_{макс}$) и минимальной ($D_{мин}$) дальностями действия РЛС, а также секторами обзора в горизонтальной ($\Phi_{аз}$) и вертикальной ($\Phi_{у.м}$) плоскостях (может указываться телесный угол обзора Г). Значения $D_{макс}$ могут лежать в пределах от десятков сантиметров до миллионов километров; секторы обзора по углам составляют от единиц до сотен градусов.

Важным показателем РЛС является *период обзора* $T_{обз}$, характеризующий длительность одного просмотра зоны обзора. Чем меньше период обзора, тем быстрее воспроизводится наблюдаемая с помощью РЛС обстановка. Значения $T_{обз}$ могут лежать в пределах от десятых до сотен секунд.

Данные о целях. Количество данных об отдельной цели, получаемых с помощью РЛС, может изменяться в весьма широких пределах. В простейшем случае измеряются значения одной какой-либо координаты цели (например, дальности с помощью радиолокационного дальномера для самолетного прицела). Чаще с помощью РЛС измеряют две-три координаты цели (например, дальность, азимут и угол места). При траекторных измерениях РЛС позволяют измерять дальность r до цели, ее радиальную скорость $\dot{r}$ относительно РЛС, угловые координаты $\gamma_{аз}$ и $\gamma_{ум}$, скорости их изменения ($\dot{\gamma}_{аз}$ и $\dot{\gamma}_{ум}$).

Существенной характеристикой РЛС является дискретность или непрерывность получения данных о каждой цели. По указанному признаку режимы работы РЛС могут быть разделены на две

FreeBusta is knowledge
without borders!

группы: *режим обзора* пространства и *режим слежения* за целью (целями). Широкое применение находят РЛС, которые работают только в режиме обзора пространства. Другие РЛС предназначаются в основном для слежения за целями, но и у них часто имеется режим обзора, в котором эти РЛС работают до начала слежения за выбранной целью или целями. Работа РЛС в режиме обзора характеризуется тем, что ее луч (или группа лучей) периодически плавно или скачками перемещается в пределах заданной зоны обзора. Таким образом создается возможность получить данные о всех целях, находящихся в зоне обзора. Данные о каждой цели поступают дискретно через интервал $T_{обз}$; координаты цели определяются «на проходе», в течение короткого отрезка времени нахождения цели в луче РЛС.

При работе РЛС в режиме слежения облучаются только те заранее выбранные цели, за которыми осуществляется слежение (сопровождение) по дальности, скорости или направлению.

В зависимости от количества целей, данные о которых станция выдает одновременно, РЛС делятся на *многоцелевые* и *одноцелевые*.

Точность. Точность работы РЛС характеризуется значениями ошибок измерения координат целей и их производных. Если измеряемая координат $x(t)$ является функцией ошибок, то ошибка измерения $x(t) - x^*(t)$, где $x^*(t)$ – измеренное значение координаты, также есть функция времени. Обычно ошибки характеризуют их математическим ожиданием $\overline{\Delta x(t)}$ и дисперсией $\sigma^2_x(t)$. В ряде случаев требуется знать корреляционную функцию (или спектральную плотность) ошибок. Если математические ожидания (систематические ошибки) могут быть определены и учтены заранее, то при оценке точности работы РЛС принимают во внимание только случайные составляющие ошибок.

По своему происхождению случайные ошибки делятся на следующие группы: ошибки, вызванные действием внешних и внутренних помех $\sigma^2_{пом}(t)$; ошибки, возникающие в процессе распространения радиоволн в среде $\sigma^2_{распр}(t)$; методические $\sigma^2_{мет}(t)$, связанные с допущениями и приближениями, характеризующими принцип измерения; аппаратурные $\sigma^2_{ап}(t)$, обусловленные несовершенством измерительной аппаратуры; динамические $\sigma^2_{хдин}(t)$,

вызываемые инерционностью измерительного устройства. Если ошибки независимы, то дисперсия полной ошибки равна:

$$\sigma_x^2(t) = \sigma_{\text{пом}}^2(t) + \sigma_{\text{распр}}^2(t) + \sigma_{\text{мет}}^2(t) + \sigma_{\text{ап}}^2(t) + \sigma_{x\ \text{дин}}^2(t).$$

Ошибки измерения, возникающие в процессе распространения радиоволн, описываются в начале каждого раздела, посвященного принципам измерения того или иного параметра; при описании же отдельных методов измерения приводятся данные о методических и динамических ошибках измерений.

Ошибки, вызванные действием собственных шумов и шумовых помех, а также динамические ошибки в большой степени определяются эффективным значением полосы пропускания ΔF измерительной системы по измеряемому параметру: при увеличении ΔF возрастает ошибка, обусловленная шумами, и уменьшается динамическая ошибка. Имеется некоторое оптимальное значение полосы пропускания $\Delta F_{\text{опт}}$, при котором результирующая ошибка достигает минимума. В радиолокационных следящих системах по дальности и угловым координатам, например, $\Delta F_{\text{опт}}$ лежит в пределах от долей герца до нескольких герц; оптимальная полоса пропускания систем слежения по скорости составляет десятки герц.

Разрешение. Разрешающая способность РЛС характеризует возможность раздельного обнаружения и измерения координат одновременно наблюдаемых целей. Разрешающая способность определяется тем минимальным различием дальностей $\delta(D) = |D_1 - D_2|$ двух целей, их угловых координат $\delta(y) = |y_1 - y_2|$ либо радиальной скорости $\delta(v_{\text{р}}) = |v_{\text{р1}} - v_{\text{р2}}|$, при котором обеспечивается обнаружение обеих целей с заданными значениями вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги или измерение координат целей с заданной точностью. Чем меньше $\delta(x)$, тем выше разрешающая способность РЛС по параметру x. Ее результирующее значение приближенно представляют суммой потенциальной составляющей $\delta(x)_{\text{ап}}$, связанной с несовершенством устройств обработки сигналов и отображения информации.

Помехозащищенность – это способность РЛС противостоять радиоэлектронной разведке и выполнять свои функции в условиях действия естественных и специально организованных помех.

В настоящее время еще не выработан единый критерий помехозащищенности РЛС. Можно сказать, что из двух РЛС более вы-

FreeBusta is knowledge
without borders!

сокой помехозащищенностью обладает та, у которой при прочих равных условиях воздействие помех вызывает меньшее ухудшение ее основных показателей. В силу различия свойств помех невозможно указать какой-либо один путь защиты РЛС, позволяющий бороться с любым помеховым воздействием. Защита РЛС от помех должна предусматривать одновременное использование различных мер как технического, так и организационного характера.

Эксплуатационная надежность. Под эксплуатационной надежностью РЛС понимается ее способность выполнять заданные функции в реальных условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени. Изменение значений параметров РЛС, при котором она не может выполнять заданные функции, называется *отказом*. Количественно эксплуатационную надежность станции характеризуют вероятностью безотказной работы $P_б$ в течение заданного времени $T_р$ или средним значением времени $T_{ср}$ безотказной работы между двумя соседними отказами. Для нормально функционирующей аппаратуры справедлив экспоненциальный закон зависимости вероятности безотказной работы от параметров $T_р$ и $T_{ср}$: $P_б = \exp(-T_р/T_{ср})$. Для повышения надежности РЛС рекомендуется использовать более надежные элементы схем, резервных узлов и блоков, встроенных или автономных устройств автоматического контроля работоспособности аппаратуры.

Масса и габариты. Одна из важнейших задач при разработке радиолокационной аппаратуры – максимальное уменьшение ее массы и габаритов. Это связано с широким использованием портативной радиолокационной аппаратуры, переносимой человеком или устанавливаемой на малоразмерных подвижных летательных и плавающих объектах. Основным путем уменьшения массы и габаритов при одновременном повышении надежности, устойчивости к внешним воздействиям, снижении стоимости и упрощении обслуживания является комплексная миниатюризация.

Наиболее трудно поддаются миниатюризации антенные, механические и электромеханические устройства, мощные усилительные и генераторные блоки СВЧ. Однако и здесь имеются перспективные направления конструирования (табл. 1.1).

Таблица 1.1

Изменение массы блоков РЛС при переходе к миниатюризации

Блоки	Примечание	Число каскадов	Число элементов	Число механических элементов	Масса, кг
Антенна	С электромеханическими элементами	–	–	50	30
	Фазированная решетка	–	1000	–	3
Передающее устройство	Мощные электровакуумные изделия	5	50	3	20
	Полупроводниковые приборы	–	50	–	5
СВЧ	Традиционная конструкция	3	30	5	4
	Миниатюризированная	–	100	–	3
Маломощные электронные узлы	Традиционная конструкция	70	700	5	30
	Миниатюризированная	–	10000	–	5
Итого	Традиционная конструкция	78	780	63	84
	Миниатюризированная	–	11150	–	16

Основные тактические показатели РЛС зависят от ее технических характеристик, к которым относятся вид и параметры зондирующих радиосигналов; способы обработки сигналов и отображения обнаруженных целей и их координат; длина волны излучаемых колебаний; мощность излучения; форма и ширина диаграммы направленности антенны, а также эффективная площадь антенны или ее коэффициент направленного действия; способ управления диаграммой направленности и закон ее перемещения в пространстве; время облучения точечной цели; чувствительность приемного устройства.

Тип зондирующего сигнала активной радиолокационной системы определяет ее разрешающую способность по дальности и радиальной скорости, а также возможности обнаружения целей на фоне пассивных помех. По виду сигналов РЛС делятся на следующие группы: РЛС с импульсным, непрерывным и квазинепрерывным излучением.

У импульсных РЛС отношение периода $T_{\text{п}}$ следования импульсов к их длительности $\tau_{\text{и}}$, называемое скважностью Q, составляет сотни или тысячи. К достоинствам импульсных РЛС следует

FreeBusta is knowledge
without borders!

отнести простоту измерения расстояний до целей и их разрешения по дальности, особенно при наличии многих целей в зоне обзора, а также практически полную временную развязку между принимаемыми и излучаемыми колебаниями. Последнее обстоятельство позволяет применять одну и ту же антенну как для передачи, так и для приема. Главный недостаток импульсных РЛС – большая пиковая мощность излучаемых колебаний.

Достоинства РЛС с непрерывным излучением состоят в возможности эффективно обнаруживать цели путем их селекции по радиальной скорости, однозначно измерять радиальную скорость целей относительно РЛС в широком диапазоне ее изменения, измерять любые расстояния, а также работать при относительно малой мощности излучения. Основные недостатки таких РЛС – трудности развязки приемного и передающего трактов, а также сложность устройств отображения информации, особенно при наблюдении за многими целями по нескольким параметрам.

Радиолокационные станции с квазинепрерывными сигналами, т.е. с импульсными сигналами малой скважности ($Q \approx 5 \div 10$), занимают промежуточное положение между импульсными РЛС и РЛС с непрерывным излучением.

Сигналы импульсных РЛС бывают некогерентными и когерентными, без внутриимпульсной модуляции и с внутриимпульсной частотной модуляцией или фазовой манипуляцией. Последовательность *некогерентных* высокочастотных импульсных сигналов характеризуется тем, что их начальные фазы изменяются от импульса к импульсу случайным образом (при постоянстве периода T_n следования импульсов).

В последовательности *когерентных* радиоимпульсов отсутствуют случайные изменения фазы от импульса к импульсу; для истинно когерентных зондирующих импульсов начальную фазу Ψ_0 следует считать постоянной.

В *псевдокогерентных* импульсных станциях передатчик создает некогерентные импульсы со случайной начальной фазой, однако каждым импульсом фазируются колебания когерентного гетеродина, используемые при обработке принимаемых сигналов. Это означает, что в РЛС запоминается фаза каждого излученного сигнала. Свойства истинно когерентных и псевдокогерентных РЛС можно считать практически одинаковыми.

Квазинепрерывные сигналы обычно являются когерентными.

Импульсные сигналы с частотной модуляцией (ЧМ) чаще всего характеризуются линейным изменением частоты за время импульса: $\omega = \omega_0 + bt$ при $0 \le t \le \tau_и$, где b — постоянная величина, Гц/с. Ширина спектра импульсного частотно-модулированного сигнала $\Delta f_с \approx Б\tau_и$. Произведение ширины спектра сигнала на его длительность или так называемая база сигнала при частотной модуляции $Б = f_с\tau_и \gg 1$. Применение частотно-модулированных импульсных сигналов позволяет в Б раз улучшить разрешающую способность РЛС по дальности по сравнению с использованием немодулированных импульсов той же длительности.

Если сделать одинаковой разрешающую способность по дальности станций с частотно-модулированными и немодулированными импульсными сигналами, то длительность $\tau_м$ импульсов с ЧМ будет в Б раз больше, т.е. при прочих равных условиях энергия ЧМ сигналов будет в Б раз выше. Следовательно, станция с частотно-модулированными радиоимпульсами характеризуется либо более высоким разрешением по дальности, либо большей дальностью действия и лучшей точностью измерения координат целей по сравнению с РЛС, использующей немодулированные импульсные сигналы.

Аналогичными свойствами обладают *фазокодоманипулированные* (ФКМ) радиосигналы, в которых через определенный интервал времени Δt фаза скачком изменяется на угол π. На рис. 1.2 показана последовательность изменения фазы сигнала применительно к семизначному коду Баркера (имеют место следующие изменения фазы на кодовых интервалах: 0, 0, 0, π, π, 0, π). Ширина спектра сигнала определяется временным интервалом Δt, и база Б также оказывается много больше единицы.

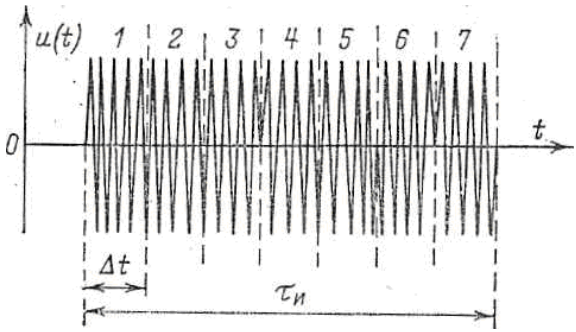


Рис. 1.2. Фазокодоманипулированный сигнал

Радиолокационную станцию считают работающей в режиме

FreeBusta is knowledge
without borders!

непрерывного излучения, если ее передатчик излучает незатухающие колебания хотя бы на протяжении времени $T_{обн}$, необходимого для обнаружения цели. При этом используются гармонические, амплитудно- и частотно-модулированные (например, по симметричному пилообразному закону с периодом $T_м$) колебания.

В РЛС могут быть применены шумоподобные зондирующие сигналы с широким спектром. Функция неопределенности сигнала имеет единственный узкий максимум, что позволяет однозначно и с высокой разрешающей способностью определять и дальность до целей, и скорость сближения РЛС с ними.

2. СОДЕРЖАНИЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЛС

Основная задача проектирования РЛС, как и других технических устройств, состоит в разработке технической документации, необходимой для создания изделия, которое наилучшим образом удовлетворяет предъявляемым к нему тактико-техническим требованиям.

Технические характеристики служат для количественной оценки схемных и конструктивных решений. К ним относятся:

1) вид излучения (непрерывное, импульсное и т.д.);
2) мощность излучения;
3) рабочая частота (длина волны);
4) форма диаграммы направленности антенны;
5) коэффициент усиления антенны;
6) способ обзора пространства;
7) чувствительность приемника;
8) ширина полосы пропускания приемника;
9) способы обработки принимаемых сигналов;
10) показатели надежности;
11) показатели безопасности;
12) конструктивные показатели (масса, габариты, ударо- и виброустойчивость и т.д.);
13) эксплуатационные показатели (способы транспортировки, условия хранения и т.д.).

Характеристики 10–13 записываются в техническом задании (ТЗ) на проектируемый прибор, остальные формируются как требования к характеристикам основных систем РЛС (передатчика,

приемника, антенны и т.д.) на различных этапах проектирования.

Тактические характеристики служат для количественной оценки возможных результатов практического использования изделий. Они зависят как от технических характеристик, так и от условий применения изделий.

Эти характеристики записываются в ТЗ на проектируемое изделие и в совокупности определяют эффективность, т.е. результативность практического применения РЛС.

2.1. Стадии проектирования

Процесс разработки РЛС, как и других технических изделий, в соответствии с ГОСТ 2.103–68 состоит из нескольких *стадий* (рис. 2.1).

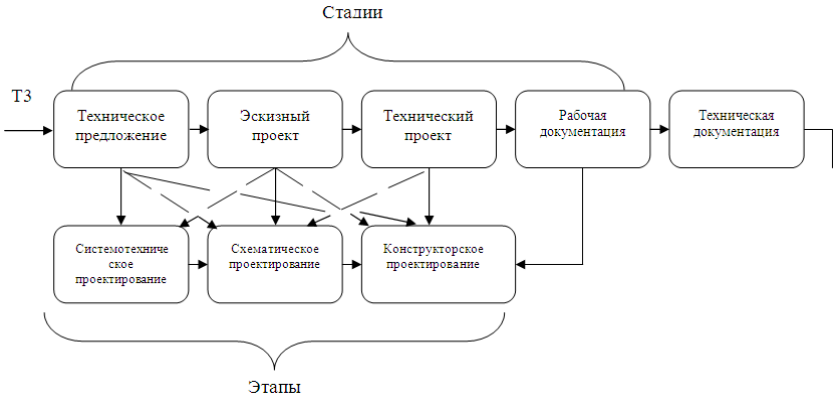


Рис. 2.1. Соотношение между стадиями и этапами проектирования

Техническое предложение – совокупность проектных документов, в которых обосновывается целесообразность разработки изделия на основе анализа ТЗ, приводится сравнительная оценка различных вариантов технических решений и патентных исследований. Документам присваивается литера «П».

Эскизный проект – совокупность конструкторских документов, которые содержат принципиальные технические решения, дающие общее представление об устройстве и принципе работы изделия, а также данные, определяющие его назначение, основные параметры и габаритные размеры. Документам присваивается ли-

FreeBusta is knowledge
without borders!

тера «Э». На стадии эскизного проектирования возможно изготовление и испытание макета.

Технический проект – совокупность конструкторских документов, которые содержат окончательные технические решения, дающие полное представление об устройстве изделия, и исходные данные для разработки рабочей конструкторской документации. Документам присваивается литера «Т». При необходимости изготавливается и испытывается макет изделия.

Рабочая конструкторская документация содержит данные, необходимые для изготовления, испытания, приемки, эксплуатации, транспортировки и хранения изделия. Разрабатывается на основе технического проекта.

Параллельно с разработкой документации осуществляется изготовление по ней опытных образцов установочной серии, по результатам испытаний которых производится корректировка рабочей конструкторской документации.

Рассмотренные стадии проектирования следуют одна за другой; каждая следующая стадия основана на результатах предыдущих; от стадии к стадии возрастают объем и стоимость работ, разработка становится все более детальной.

2.2. Этапы проектирования

Каждой стадии соответствует один из трех этапов проектирования: системотехническое проектирование, схемотехническое и конструкторское.

Соотношение между стадиями и этапами проектирования показано на рис. 2.1 (сплошной стрелкой – этапы, характерные для каждой стадии, пунктирной – обращение к другим этапам).

На стадии разработки технического предложения основным этапом является системотехническое проектирование, при проведении которого выполняются следующие работы:

1) подбор и изучение литературы;
2) составление обзора по литературным источникам;
3) анализ технического задания;
4) разработка структурной схемы проектируемого прибора;
5) обоснование технических характеристик его основных систем (передатчика, приемника, антенны и т.д.).

Однако эти работы не могут быть выполнены, пока не выбра-

ны наиболее важные принципиальные схемы основных систем, элементная база, контуры конструкции. Поэтому на этапе системотехнического проектирования необходимо обращаться к следующим двум этапам.

Для стадии «Эскизный проект» в основном характерен этап схемотехнического проектирования, при проведении которого выполняются следующие работы:

1) разработка принципиальных схем блоков структурной схемы;

2) составление полной принципиальной схемы прибора;

3) дополнение принципиальной схемы элементами управления, контроля и защиты;

4) расчет параметров элементов принципиальной схемы;

5) составление перечня элементов принципиальной схемы.

На этой же стадии выполняется ряд работ этапа конструкторского проектирования:

1) разработка печатных плат;

2) компоновка основных узлов;

3) разработка таблицы составных частей прибора.

На разных этапах и стадиях проектирования в работе участвуют инженеры различного профиля:

1) системотехники общего профиля (проектирование комплекса в целом и обоснование требований к тактическим характеристикам составных частей изделия, в частности к характеристикам радиоэлектронного прибора системы автоматического управления);

2) радиоинженеры-системотехники (системотехническое проектирование радиоэлектронного прибора);

3) радиоинженеры-схемотехники (схемотехническое проектирование радиоэлектронного прибора);

4) конструкторы;

5) технологи;

6) математики;

7) экономисты и плановики.

Все эти инженеры объединяются в соответствующие отделы и лаборатории научно-исследовательского учреждения.

Отметим, что, хотя формально этапы проектирования идут последовательно, на практике работы выполняются параллельно, в тесном взаимодействии между специалистами различных профи-

FreeBusta is knowledge
without borders!

лей, методом последовательных приближений (итераций).

3. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Для системотехнического проектирования обзорной РЛС определяем требуемые тактические показатели РЛС:

1) назначение и условия размещения аппаратуры РЛС;

2) максимальную ($D_{макс}$) и минимальную ($D_{мин}$) дальности действия РЛС;

3) секторы обзора по азимуту ($\Phi_{аз}$) и углу места ($\Phi_{ум}$);

4) период обзора ($T_{обз}$);

5) точность измерения координат и радиальной скорости движения; среднеквадратические значения ошибок измерения указанных величин: $\sigma(D)$, $\sigma(\varphi_{аз})$, $\sigma(\varphi_{ум})$, $\sigma(\upsilon_р)$;

6) разрешающую способность по измеряемым величинам: $\delta(D)$, $\delta(\varphi_{аз})$, $\delta(\varphi_{ум})$, $\delta(\upsilon_р)$;

7) помехозащищенность;

8) эксплуатационную надежность.

Для определения требуемых тактических показателей РЛС необходимо располагать сведениями об атмосферных условиях, в которых будет работать станция, и о наиболее вероятных помехах работе РЛС. Следует учесть также возможные ограничения в выборе технических показателей РЛС, например допустимых размеров антенны, значений средней или импульсной мощности.

На основании перечисленных данных можно рассчитать основные технические показатели РЛС. Расчет ведется, как правило, методом последовательного приближения с неоднократным уточнением и согласованием значений величин. Ниже излагается примерный порядок расчета.

Приступая к проектированию, необходимо в первую очередь определиться с видом излучаемых колебаний. Как известно, РЛС с непрерывным излучением характеризуются (по сравнению с импульсными) более низкой чувствительностью, трудностями измерения и разрешения по дальности; их достоинства заключаются в относительно низкой мощности излучаемых колебаний и лучшем качестве селекции целей по скорости.

При проектировании РЛС с импульсным излучением необхо-

димо решить вопрос о виде импульсных сигналов (некогерентное или когерентное излучение, простые или сложные сигналы).

Выбор вида излучаемых колебаний в значительной степени предопределяет основные технические решения.

Длина волны и геометрические размеры антенны определяют ширину ее диаграммы направленности. Для наиболее распространенных в настоящее время зеркальных антенн справедливо соотношение $\theta_{0,5} \approx 60^\circ \lambda / d_\text{a}$, где $\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности по половинной мощности; d_a – размер раскрыва антенны в соответствующей плоскости.

При заданном максимальном размере антенны, определяемом конструкцией носителя, реализовать значение ширины луча, требуемое для обеспечения углового разрешения, можно вариацией длины волны.

Приведем здесь основные справочные данные о разрешающей способности РЛС.

3.1. Разрешающая способность РЛС

Реальная разрешающая способность РЛС по какой-либо координате (α) может быть представлена в виде

$$\delta(\alpha) \approx \delta(\alpha)_\text{пот} + \sum_{i=1}^{n} \delta(\alpha)_i = \gamma_\alpha \delta(\alpha)_\text{пот}, \qquad (3.1)$$

где $\delta(\alpha)_\text{пот}$ – потенциальная разрешающая способность, определяемая формой сигнала и отношением энергии сигналов и шума; $\delta(\alpha)_i$ – ухудшение разрешающей способности в *i*-м узле устройства обработки сигнала; *n* – количество узлов устройства обработки сигнала;

$$\gamma_\alpha = 1 + \sum_{i=1}^{n} \delta(\alpha)_i / \delta(\alpha)_\text{пот}$$

– коэффициент ухудшения потенциальной разрешающей способности по параметру α.

Обычно наибольшие ухудшения вносит выходное устройство [2], поэтому можно принять

$$\delta(\alpha) \approx \delta(\alpha)_\text{пот} + \delta(\alpha)_\text{ву}, \quad \gamma_\alpha \approx 1 + \delta(\alpha)_\text{ву} / \delta(\alpha)_\text{пот}.$$

FreeBusta is knowledge
without borders!

При использовании в выходных устройствах электронно-лучевых трубок наибольшее ухудшение разрешающей способности вносится за счет конечных размеров пятна на экране:

$$\delta(\alpha)_{\text{ву}} = d_{\text{п}} M_{\alpha},$$

где $d_{\text{п}}$ – диаметр рисующего пятна; M_{α} – масштаб шкалы по параметру α.

При автоматическом съеме координат в устройстве, сопрягающем РЛС с цифровой вычислительной машиной, реальная разрешающая способность определяется величиной интервала эталонных (счетных) импульсов.

При приближенной оценке потенциальной разрешающей способности обычно считают отношение энергий сигналов и шума большим и пренебрегают шумовой составляющей выходного напряжения по сравнению с сигнальной. При этом условии и некоторых других упрощающих допущениях потенциальная разрешающая способность условно может быть оценена по критерию Релея шириной сигнальной функции, определенной на уровне 0,5 от максимума.

При разрешении по дальности сигнальная функция имеет вид

$$S(t) = qk_0(\tau),$$

где $q = 2E_c / N_0$, $k_0 = \dfrac{1}{2E_c} \operatorname{Re} \int_0^{T_{\text{н}}} u_c(t) u^*_c(t-\tau) dt$ – автокорреляционная функция входного сигнала (нормированное значение), представляющая выходной сигнал оптимального фильтра при совпадении частоты сигнала с резонансной частотой фильтра; $\dot{u}_c(t) = F(t)\exp(j\omega t)$ – выходной сигнал в комплексной записи: $u^*_c(t-\tau) = F^*(t-\tau)\exp[-j\omega(t-\tau)]$ – опорный сигнал, комплексно-сопряженный с входным; $F(t)$ – комплексная амплитуда входного сигнала; $F^*(t-\tau)$ – комплексная амплитуда сопряженного опорного сигнала; $T_{\text{н}}$ – интервал наблюдения.

Практическое значение имеет модуль автокорреляционной функции

$$K_0(\tau) = \frac{1}{2E_c} \mathrm{Re} \int_0^{T_н} F(t) F^*(t-\tau) dt ,$$

представляющий огибающую выходного сигнала оптимального фильтра.

Для сигнала в виде импульса с прямоугольной огибающей

$$K_0(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau| / \tau_и & \text{при } |\tau| \le \tau_и , \\ 0 & \text{при } |\tau| > \tau_и . \end{cases}$$

Ширина $K_0(\tau)$ на уровне 0,5 равна $2|\tau_{0,5}| = \tau_и$.

Потенциальная разрешающая способность по дальности

$$\delta(D)_{пот} = 0{,}5c 2|\tau_{0,5}| = 0{,}5c\tau_и . \qquad (3.2)$$

Если принять ширину спектра сигнала $\Delta f_c \approx \tau_и^{-1}$, то $\delta(D)_{пот} = 0{,}5c / \Delta f_c$.

Для сигнала в виде импульса гауссовой формы

$$K_0(\tau) = \exp(-0{,}5\gamma^2\tau^2) ,$$

где $\gamma = \Delta f_c = 2\pi\sqrt{M_2(f)} = \sqrt{\pi}/\tau_и$ – коэффициент, характеризующий скорость изменения огибающей и равный эффективной ширине спектра сигнала Δf_c, причем

$$M_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |G(f)|^2 df \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df ,$$

где $G(f)$ – спектральная плотность комплексной амплитуды; $\tau_и$ – длительность импульса сигнала, отсчитываемая на уровне 0,46.

Длительность $K_0(\tau)$ на уровне 0,5 равна:

$$2|\tau_{0,5}| = 2\sqrt{2\ln 2}/\gamma \approx 1{,}3\tau_и .$$

Величина потенциальной разрешающей способности по дальности равна:

$$\delta(D_{пот}) = 0{,}66c\tau_и = 1{,}15c / \Delta f_c .$$

FreeBusta is knowledge
without borders!

Для сигнала в виде импульса гауссовой формы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией

$$K_0(\tau) = \exp(-0{,}5\gamma^2\tau^2)\exp(-0{,}5b^2\tau^2/\gamma^2),$$

где $b = \Delta\omega_м / 2\tau_и$ – коэффициент, характеризующий скорость изменения частоты; $\Delta\omega_м = 2\pi\Delta f_м$ – девиация частоты. Ширина $K_0(\tau)$ на уровне 0,5 равна:

$$2\left|\tau_{0,5}\right| = 2\gamma\sqrt{2\ln 2}/\sqrt{\gamma^4 + b^2} \approx 1{,}3\tau_и / k_{сж}, \qquad (3.3)$$

где $k_{сж} = \sqrt{1 + b^2/\gamma^4} = \sqrt{1 + (\Delta f_м \tau_и)^2} \approx \Delta f_м \tau_и$ – коэффициент сжатия по длительности.

Потенциальная разрешающая способность по дальности

$$\delta(D)_{пот} = 0{,}66c\tau_и / k_{сж} = 0{,}66c / \Delta f_м .$$

При разрешении по скорости сигнальная функция

$$S(\omega) = qK_0(\Delta\omega),$$

где $K_0(\Delta\omega) = \dfrac{1}{2E_c}\mathrm{Re}\int_0^{T_н} u_с(t,\omega)u^*_с(t,\omega+\Delta\omega)dt$ – нормированная автокорреляционная функция входного сигнала по частоте (условный термин, принятый по аналогии с временной автокорреляционной функцией). Ее модуль представляет зависимость амплитуды сигнала на выходе фильтра от расстройки $\Delta\omega$ при $\tau = 0$.

Для сигнала в виде импульса с прямоугольной огибающей модуль автокорреляционной функции по частоте

$$K_0(\Delta\varphi) = \frac{\sin(0{,}5\Delta\omega\tau_и)}{0{,}5\Delta\omega\tau_и}.$$

Его ширина на уровне 0,5 – $2\left|\Delta\omega_{0,5}\right| = 7{,}6/\tau_и$.

Потенциальная разрешающая способность по скорости

$$\delta(\upsilon_v)_{пот} = 3б8c/\omega\tau_и \approx 0{,}6\lambda/\tau_и .$$

Для сигнала в виде импульса гауссовой формы соответственно

$$K_0(\Delta\omega) = \exp(-\Delta\omega^2 / 8\gamma^2), \qquad 2\left|\Delta\omega_{0,5}\right| = 8{,}3/\tau_и,$$

$$\delta(\upsilon_р)_{пот} = 4{,}15c/\omega\tau_и = 0{,}66\lambda/\tau_и.$$

При совместном разрешении по дальности и скорости сигнальная функция $S(t, \omega) = qK_0(\tau, \Delta\omega)$, где

$$K_0(\tau, \Delta\omega) = \frac{1}{2E_c}\,\mathrm{Re}\int_0^{T_н} u_c(t, \omega)u^*_c\,(t-\tau, \omega+\Delta\omega)dt$$

– смешанная автокорреляционная функция по времени и частоте (нормированное значение).

Модуль смешанной автокорреляционной функции для гауссова импульса с линейной частотной модуляцией

$$K_0(\tau, \Delta\omega) = \exp(-0{,}5\gamma^2\tau^2)\exp\left[-\frac{(2b\tau - \Delta\omega)^2}{8\gamma^2}\right].$$

Вид поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ показан на рис. 3.1, форма сечения этой функции горизонтальной плоскостью на уровне 0,5 от максимума – на рис. 3.2. Сечение является эллипсом, повернутым на угол α по отношению к оси τ, причем $\mathrm{tg}2\alpha = b/\left[0{,}25 - (\gamma^4 + b^2)\right]$.

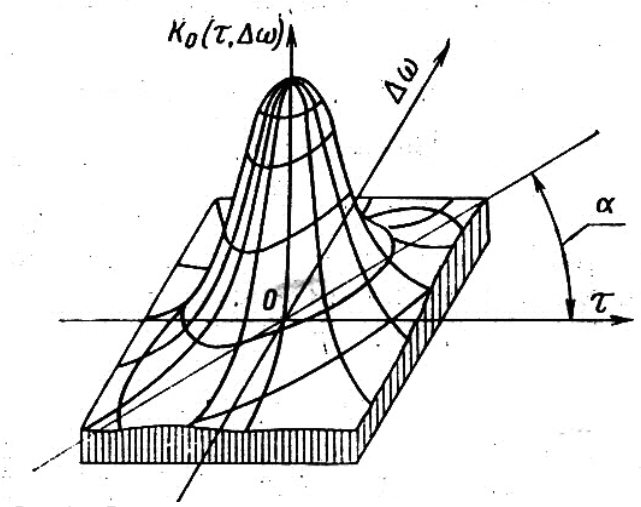


Рис. 3.1. Вид поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ для одиночного сигнала

FreeBusta is knowledge
without borders!

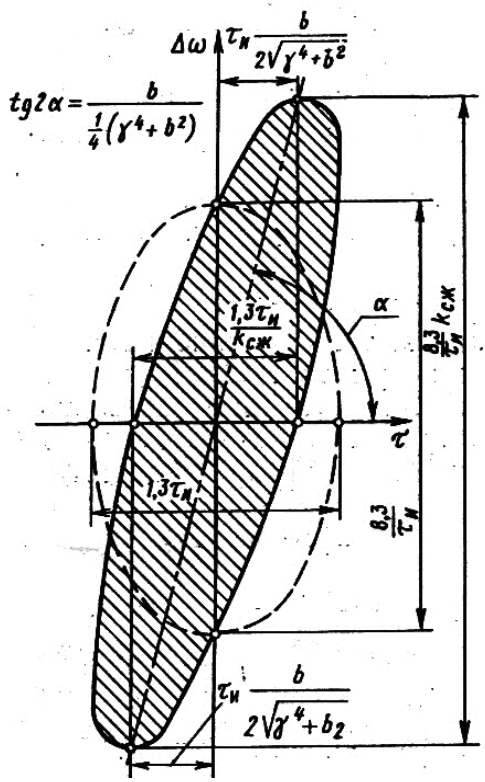


Рис. 3.2. Сечение поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ горизонтальной плоскостью

Диаметры эллипса, совпадающие с осями τ и $\Delta\omega$, определяют разрешающую способность по времени (дальности) и частоте (скорости) при раздельном разрешении по этим параметрам. Размах эллипса по оси τ определяет разрешение по времени при неизвестной частоте и равен: $2\left|\tau_{0,5}\right| = 1{,}3\tau_{\text{и}}$, $\delta(D)_{\text{пот}} = 0{,}66c\tau_{\text{и}}$.

Размах эллипса по оси $\Delta\omega$ определяет разрешение по частоте при неизвестном времени прихода и равен:

$$2\left|\Delta\omega_{0,5}\right| = 4\sqrt{2\ln 2}\,\gamma\sqrt{1+b^2/\gamma^4} \approx 8{,}3k_{\text{сж}}/\tau_{\text{и}},$$

$$\delta(\upsilon_{\text{р}})_{\text{пот}} = 4{,}15ck_{\text{сж}}/\omega\tau_{\text{и}} = 0{,}66\lambda k_{\text{сж}}/\tau_{\text{и}}.$$

Сечения поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ плоскостями $\Delta\omega = \text{const}$ представляют собой зависимости амплитуды выходных сигналов

оптимального фильтра от времени при заданных расстройках $\Delta\omega$ частоты входного сигнала относительно резонансной частоты фильтра (рис. 3.3), сечения плоскостями $\tau = \text{const}$ – зависимость амплитуды на выходе оптимального фильтра от расстройки $\Delta\omega$ в заданный момент времени τ (рис. 3.4).

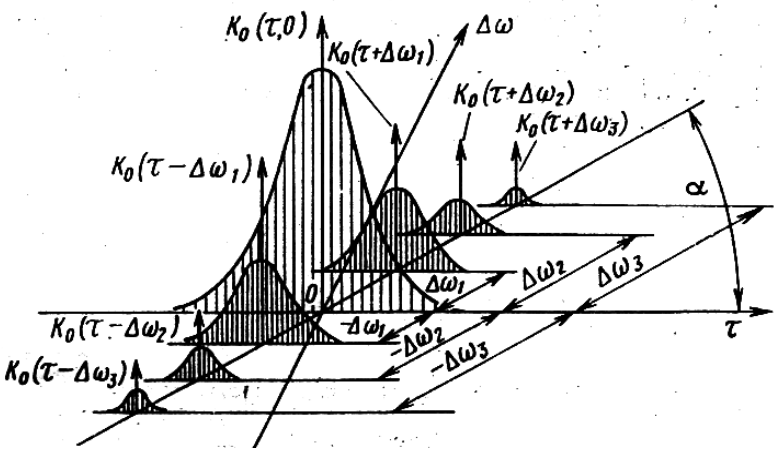


Рис. 3.3. Сечения поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ плоскостями $\Delta\omega = \text{const}$

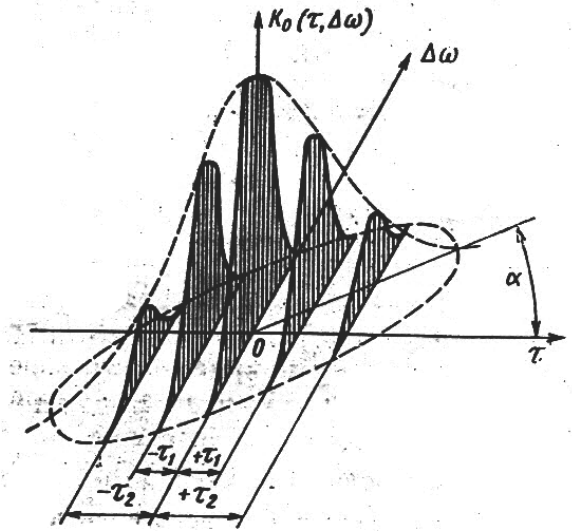


Рис. 3.4. Сечение поверхности $K_0(\tau, \Delta\omega)$ плоскостями τ = const

FreeBusta is knowledge
without borders!

Для сигнала в виде пачки из $N_с$ когерентных импульсов гауссовой формы и одинаковой амплитуды модуль смешанной автокорреляционной функции

$$K_{0N_с}(\tau', \Delta\omega) = \frac{\sin(0{,}5\omega T_и(N_с - |p|))}{N_с \sin(0{,}5\Delta\omega T_и)} \times \exp(-0{,}5\gamma^2\tau^2)\exp\left(-\frac{\Delta\omega^2}{8\gamma^2}\right),$$

где $\tau' = pT_и \pm \tau$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots, \pm N_с$.

Сечение этой поверхности плоскостью, параллельной плоскости $(\tau', \Delta\omega)$, на уровне 0,5 от максимума показан на рис. 3.5, а ее сечения плоскостями $\Delta\omega = 0$ и $\tau' = 0$ – на рис. 3.6.

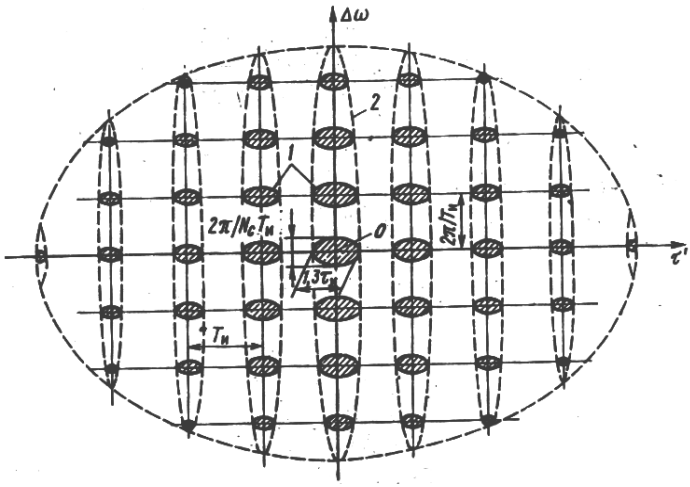


Рис. 3.5. Сечение смешанной автокорреляционной функции для пачки когерентных импульсов: *1* – площади неопределенности пачки; *2* – эллипс неопределенности одиночного импульса

Для сигнала в виде пачки из $N_с$ когерентных импульсов разрешающая способность по дальности определяется по формулам для одиночного импульса, а разрешающая способность по скорости

$$\delta(\upsilon_р)_{пот} = \pi c / \omega N_с T_и = 0{,}5\lambda / N_с T_и. \qquad (3.4)$$

Для сигнала в виде пачки некогерентных импульсов разрешающие способности по дальности и скорости определяются по формулам для одиночного импульса.

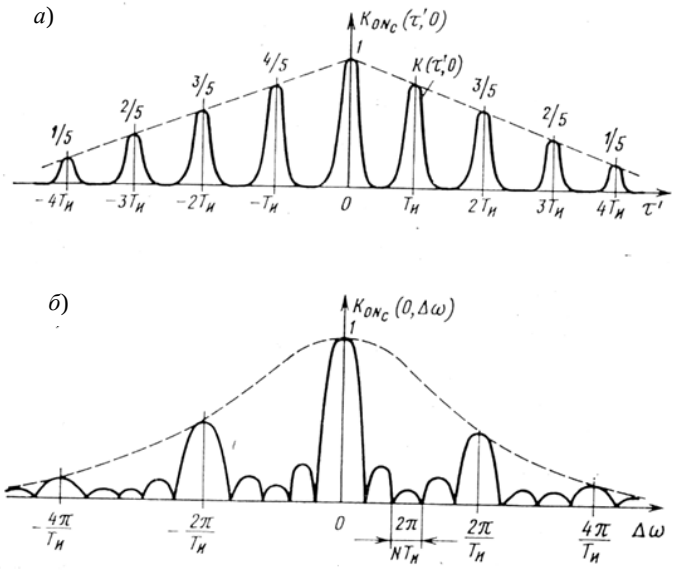


Рис. 3.6. Сечения смешанной автокорреляционной функции для пачки из $N_c = 5$ когерентных импульсов: *а* – плоскостью $\Delta\omega = 0$; *б* – плоскостью $\tau' = 0$

Потенциальная разрешающая способность по угловым координатам для обзорной РЛС рассматривается аналогично разрешению по дальности и при аппроксимации диаграммы направленности гауссовой кривой равна: $\delta(\varphi)_{пот} = 1{,}3\theta_{0,5}$, а при прямоугольной аппроксимации

$$\delta(\varphi)_{пот} = \theta_{0,5}, \qquad (3.5)$$

где $\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности антенны в плоскости разрешения на уровне 0,5.

Так как реальная разрешающая способность по угловой координате (формулы (3.1) и (3.5)) $\delta(\varphi) = \gamma_\varphi \theta_{0,5}$, где γ_φ – коэффициент ухудшения потенциальной разрешающей способности, то для обеспечения требуемого разрешения длина волны с учетом формулы $\theta_{0,5} \approx 60^\circ \lambda / d_a$ должна быть равна:

$$\lambda_1 = \delta(\varphi) d_a / 60^\circ \gamma_\varphi. \qquad (3.6)$$

FreeBusta is knowledge
without borders!

Величины $\delta(\varphi)$ и d_a известны; значением коэффициента ухудшения разрешающей способности по угловой координате можно задаваться. Для большинства существующих РЛС значение γ_φ колеблется в пределах 1, 5, ..., 3. Формула (3.6) определяет значение длины волны λ_1, при котором обеспечивается требуемая разрешающая способность по угловой координате.

Далее следует определить значение длины волны, при котором обеспечивается заданная точность измерения РЛС угловой координаты цели.

Приведем здесь основные справочные данные о точности измерения координат целей с помощью РЛС.

3.2. Точность измерения координат целей

Наличие помех на входе и в самом приемном устройстве приводит к появлению случайных ошибок в измерениях параметров сигнала. Точность измерений чаще всего характеризуют среднеквадратической ошибкой. Закон распределения ошибок обычно является нормальным. В этом случае для пересчета ошибок из одной категории в другую может быть использована табл. 3.1.

Чтобы, например, выразить квазимаксимальную ошибку с вероятностью 0,9 (90%) через вероятную (срединную) ошибку, необходимо умножить значение вероятной ошибки на коэффициент, стоящий в вертикальном столбце с графой «квазимаксимальная, 90%» против горизонтальной графы «вероятная».

Таблица 3.1

Пересчет ошибок

Категория ошибки	Вероятная	Среднеквадратическая	Квазимаксимальная			
			80%	90%	95%	99%
Вероятная	1,00	1,48	1,90	2,44	2,91	3,81
Среднеквадратическая	0,68	1,00	1,28	1,64	1,96	2,57
Квазимаксимальная:						
80%	0,53	0,78	1,00	1,28	1,53	2,01
90%	0,41	0,61	0,78	1,00	1,19	1,56
95%	0,34	0,51	0,65	0,84	1,00	1,31
99%	0,26	0,39	0,50	0,64	0,76	1,00

На точность измерения параметров сигнала влияют следующие факторы: отношение энергии принимаемого сигнала к энергии шумов, форма зондирующего сигнала, принятый способ обработки сигнала, степень совершенства выполнения отдельных узлов радиотехнического измерительного устройства, метод отсчета и допускаемое время измерения, условия распространения радиоволн.

Точность работы РЛС может быть определена экспериментально или расчетным путем. При экспериментальном методе многократно измеряют координаты какой-либо эталонной цели, находят ошибки отдельных измерений, строят их закон распределения и вычисляют среднеквадратическую ошибку.

Если измеряемая координата (параметр) α известна с большой точностью, превосходящей предполагаемую точность РЛС, то среднеквадратическая ошибка может быть вычислена по формуле

$$\sigma(\alpha) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \Delta\alpha^2{}_i \Big/ (n-1)},$$

а систематическая – по формуле $\Delta\alpha_{\text{сист}} = \alpha_0 - \alpha_{\text{ср}}$, где $\Delta\alpha_i = \alpha_0 - \alpha_i$ – ошибка i-го измерения; α_0 – истинное значение параметра; α_i – значение параметра, полученное при i-м измерении; $\alpha_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i / n$ – среднее значение параметра; n – количество измерений $(n >> 1)$.

Экспериментальный метод применим к уже действующей аппаратуре. При проектировании новых РЛС применяют расчетный метод. Он основан на определении отдельных составляющих общей ошибки, соответствующих каждому из факторов, которые влияют на точность измерений.

Общую ошибку измерения можно разделить на потенциальную, зависящую только от формы зондирующего сигнала и отношения энергии сигнал/шум, и ошибку, вызываемую всеми остальными факторами. Потенциальная ошибка определяет предельную точность работы РЛС при данных зондирующем сигнале и шумах.

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения дальности при одиночном частотно-модулированном импульсе гауссовой формы определяется как

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = 0{,}5c\tau_{\text{и}} / k_{\text{сж}}\sqrt{\pi q_0}\,, \qquad (3.7)$$

при отсутствии частотной модуляции

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = 0{,}5c\tau_{\text{и}} / \sqrt{\pi q_0}\,, \qquad (3.8)$$

где $q_0 = 2E_{\text{с}} / N_0$ – отношение сигнал/шум для точно известного сигнала.

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения частоты для немодулированных и модулированных одиночных импульсов

$$\sigma(\Delta\omega)_{\text{пот}} = 2\sqrt{\pi/q_0} / \tau_{\text{и}}.$$

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения радиальной скорости

$$\sigma\left(\upsilon_{\text{р}}\right)_{\text{пот}} = 0{,}5c\sqrt{\pi/q_0} / \pi f \tau_{\text{и}}\,,$$

где f – несущая частота зондирующего сигнала.

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения угловых координат в обзорной РЛС при аппроксимации огибающей выходного сигнала гауссовой кривой

$$\sigma(\varphi)_{\text{пот}} = \theta_{0,5} / \sqrt{\pi q_0}\,, \qquad (3.9)$$

где $\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности антенны на уровне 0,5 по мощности.

Среднеквадратические потенциальные ошибки измерения дальности и скорости при одновременном их измерении для одиночного частотно модулированного импульса гауссовой формы соответственно равны:

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = 0{,}5c\tau_{\text{и}} / \sqrt{\pi q_0}\,,$$

$$\sigma(\upsilon_{\text{р}})_{\text{пот}} = 0{,}5ck_{\text{сж}}\sqrt{\pi/q_0} / \pi f \tau_{\text{и}} = 0{,}5\lambda k_{\text{сж}}\sqrt{\pi/q_0} / \pi\tau_{\text{и}}\,.$$

При немодулированном сигнале следует принимать $k_{\text{сж}} = 1$.

При применении сигналов в виде некогерентной пачки импульсов потенциальные ошибки измерения дальности и скорости определяются по тем же формулам, что и для одиночного импульса.

При сигнале в виде когерентной пачки импульсов потенциальная ошибка измерения дальности определяется по формуле (3.8), а ошибка измерения скорости уменьшается примерно в $N_{\text{с}}T_{\text{и}}/\tau_{\text{и}}$ раз по сравнению со значением, определяемым формулой (3.7), т.е.

$$\sigma(\upsilon_{\text{р}})_{\text{пот}} \approx \frac{c}{2\pi f N_c T_{\text{и}}}\sqrt{\frac{\pi}{q_0}} = \frac{\lambda}{2\pi N_{\text{с}} T_{\text{и}}}\sqrt{\frac{\pi}{q_0}}.$$

Результирующая реальная среднеквадратическая ошибка измерения любой координаты α

$$\sigma(\alpha) = \sqrt{\sigma^2(\alpha)_{\text{пот}} + \sigma^2(\alpha)_{\text{распр}} + \sum_{i=1}^{n}\sigma^2(\alpha)_i}\,. \qquad (3.10)$$

где $\sigma(\alpha)_{\text{пот}}$ – потенциальная ошибка, рассчитанная по приведенным выше формулам; $\sigma(\alpha)_{\text{распр}}$ – ошибка из-за искривления траекторий радиоволн при распространении; $\sigma(\alpha)_i$ – ошибка, вызванная ухудшением точности в *i*-м узле РЛС; *n* – общее количество узлов.

Результирующую ошибку (3.10) можно представить в виде

$$\sigma(\alpha) = \eta_\alpha \sigma(\alpha)_{\text{пот}}, \qquad (3.11)$$

где

$$\eta_\alpha = \sqrt{1 + \left[\sigma^2(\alpha)_{\text{распр}} + \sum_{i=1}^{n}\sigma^2(\alpha)_i\right] \Big/ \sigma^2(\alpha)_{\text{пот}}}$$

– коэффициент ухудшения потенциальной точности измерения.

Во многих случаях можно пренебречь ошибками распространения, а из аппаратурных ошибок учитывать только ошибки выходного устройства. Тогда

$$\eta_\alpha \approx \sqrt{1 + \sigma^2(\alpha)_{\text{ву}} \Big/ \sigma^2(\alpha)_{\text{пот}}}\,.$$

Значения η_α могут колебаться в довольно широких пределах – от единицы с долями до 10...15 [2].

Ошибки, связанные с условиями распространения радиоволн, бывают систематическими и случайными. Систематические ошибки возникают из-за искривления траекторий радиоволн при распространении в среде с переменным коэффициентом преломления.

FreeBusta is knowledge
without borders!

Случайные ошибки возникают при наличии на пути распространения случайных локальных неоднородностей.

На рис. 3.7, *а* приведены зависимости систематической ошибки измерения дальности $\Delta(D)$ от высоты цели H при распространении в тропосфере, а на рис. 3.7, *б* – в ионосфере для различных углов места цели $\varphi_{ум}$.

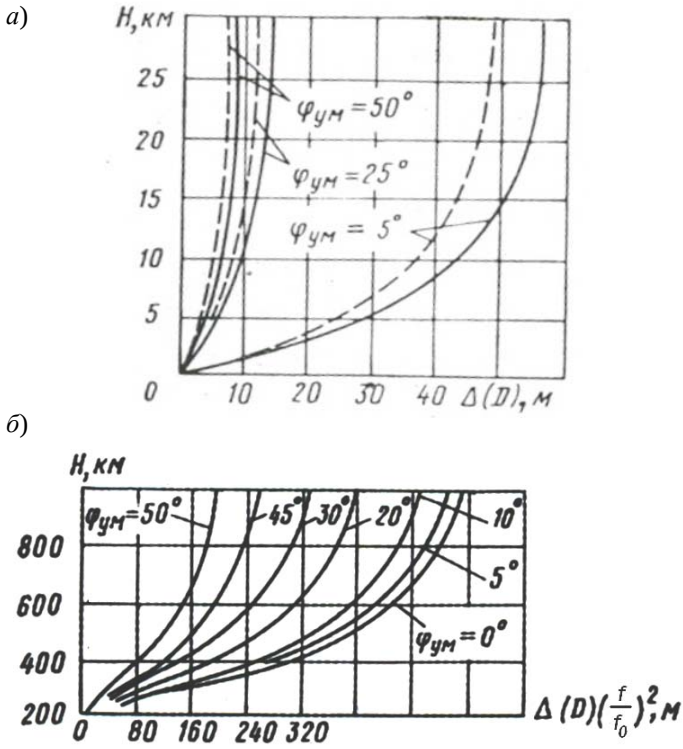


Рис. 3.7. Зависимость систематической ошибки измерения дальности $\Delta(D)$ от высоты цели H для различных углов места цели при распространении радиоволн: *а* – в тропосфере с относительной влажностью 100% (——) и 0% (— — —), *б* – в ионосфере; f – частота РЛС, $f_0 \approx 7$ МГц – плазменная частота

На рис. 3.8 приведены аналогичные зависимости для ошибок измерения угла места цели $\Delta(\varphi_{ум})$, на рис. 3.9 – зависимости систематических ошибок измерения частоты Доплера от значения не-

сущей частоты f для высоты 30 и 300 км при радиальной скорости цели 6 км/с.

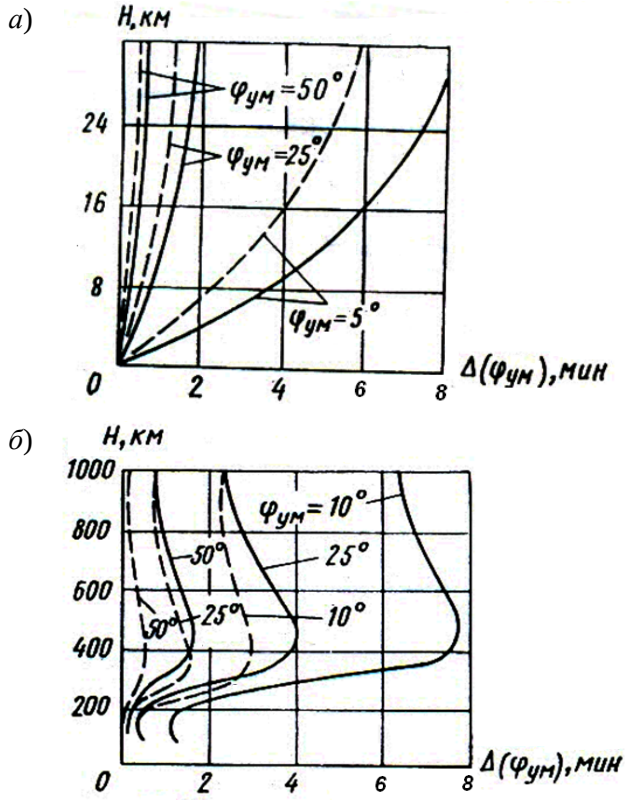


Рис. 3.8. Зависимость систематической ошибки $\Delta(\varphi_{ум})$ измерения угла места от высоты цели H при распространении радиоволн: $а$ – в тропосфере с относительной влажностью 100% (——) и 0% (— —), $б$ – в ионосфере днем (——) и ночью (— — —)

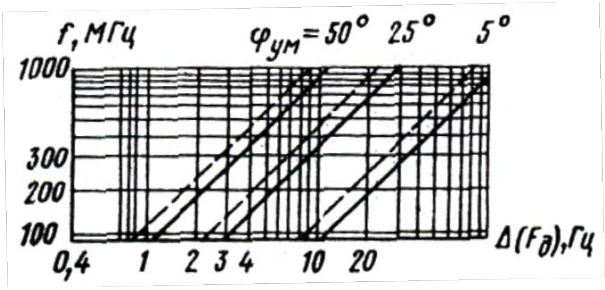
Среднеквадратическое значение случайной ошибки в измерении дальности может быть вычислено по формуле

$$\sigma(D)_{\text{распр}} = 1{,}3\sqrt{\overline{a}^2 d / d_0}\ ,$$

где $\overline{a}^2$ – дисперсия показателя преломления в неоднородности; d – общая длина пути распространения, d_0 – длина пути распространения в случайной неоднородности.

FreeBusta is knowledge
without borders!

а)



б)

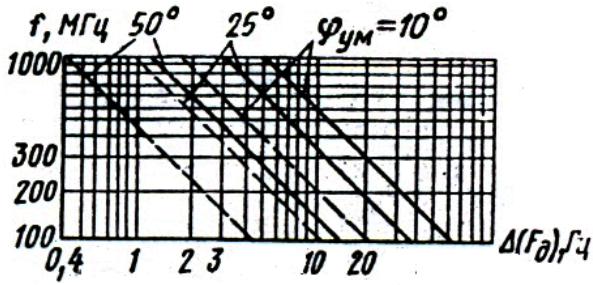


Рис. 3.9. Зависимость систематической ошибки $\Delta(F_д)$ измерения допплеровской частоты *f* при радиальной скорости цели 6 км/с на высоте 30 км (*а*) и 300 км (*б*) при относительной влажности 100 % (———) и 0 % (— — —)

Аналогичная формула для среднеквадратического значения ошибки измерения угла места цели имеет вид

$$\sigma(\varphi_{ум})_{распр} = 1{,}9\sqrt{\bar{a}^2 d / d_0}\ .$$

Случайные ошибки, возникающие при измерении в самой РЛС, в большинстве случаев могут быть сведены к ошибкам выходного устройства. При использовании индикаторных выходных устройств величина ошибок зависит от масштаба шкалы, ее вида и метода отсчета.

При использовании механической шкалы среднеквадратическая ошибка отсчета приближенно может быть оценена по формуле

$$\sigma(\alpha)_{инд} \approx 0{,}15\Delta l M_\alpha ,$$

где Δl – расстояние между соседними делениями шкалы; M_α – масштаб шкалы по координате α (дальность, угол, скорость).

При использовании электронной шкалы

$$\sigma(\alpha)_{\text{инд}} \approx (0{,}05...0{,}1)\Delta lM_{\alpha}, \qquad (3.12)$$

при использовании двухшкального метода отсчета – по грубой и точной растянутой шкале

$$\sigma(\alpha)_{\text{инд}} = \sqrt{\sigma^2(\alpha)_{\text{гр}} + \sigma^2(\alpha)_{\text{точн}}},$$

где $\sigma(\alpha)_{\text{гр}}$ – ошибка отсчета по грубой шкале, вызываемая нестабильностью задержки; $\sigma(\alpha)_{\text{точн}}$ – ошибка отсчета по точной шкале, принимаемая равной ошибке интерполяции и определяемая по формуле (3.12).

При использовании электронного визира, совмещенного с меткой цели,

$$\sigma(\alpha)_{\text{инд}} = \sqrt{\sigma^2(\alpha)_{\text{нст}} + \sigma^2(\alpha)_{\text{совм}} + \sigma^2(\alpha)_{\text{инт}}},$$

где $\sigma(\alpha)_{\text{нст}}$ – ошибка, вызываемая нестабильностью работы схемы электронного визира (~0,1% от времени задержки); $\sigma(\alpha)_{\text{совм}}$ – ошибка совмещения визира с отметкой цели (0,3...0,5 от цены диаметра пятна на экране); $\sigma(\alpha)_{\text{инт}}$ – ошибка интерполяции при отсчете по шкале устройства установки визира (0,05...0,1 от цены деления шкалы). При использовании дискретного выходного устройства, сопрягающего РЛС с ЦВМ, среднеквадратическая ошибка отсчета

$$\sigma(\alpha)_{\text{ву}} = \sqrt{\sigma^2(\alpha)_{\text{дискр}} + \sigma^2(\alpha)_{\text{нст}}},$$

где $\sigma(\alpha)_{\text{дискр}} = \Delta\alpha_{\text{э}} / 2\sqrt{3}$ – ошибка из-за дискретности отсчета; $\Delta\alpha_{\text{э}}$ – цена интервала эталонных импульсов в электронном счетчике; $\sigma(\alpha)_{\text{нст}}$ – ошибка из-за нестабильности частоты следования эталонных импульсов, причем в случае стабилизации частоты кварцем.

$$\sigma(\alpha)_{\text{нст}} \approx (10^{-4} \ldots 10^{-5})\alpha.$$

С учетом приведенных справочных данных среднеквадратические значения ошибки измерения угловой координаты цели с помощью РЛС определяются формулами (3.9) и (3.11):

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$\sigma(\varphi) = \eta_\varphi \theta_{0,5} \Big/ \sqrt{\pi q}\,,$$

где η_φ – коэффициент ухудшения потенциальной точности.

Учитывая формулу $\theta_{0,5} \approx 60^\circ \lambda / d_a$, из предыдущего равенства получаем

$$\lambda_2 = \delta(\varphi) d_a \sqrt{\pi q} / 60^\circ \eta_\varphi . \qquad (3.13)$$

Если из двух рассчитанных значений длины волны λ_1 и λ_2 (формулы (3.6) и (3.13)) выбрать меньшее, то будет обеспечено выполнение требований и по разрешению, и по точности измерения угловой координаты.

Однако на практике при определении длины волны РЛС, как правило, приходится исходить из требований, связанных с выбором энергетических показателей станции, определяющих дальность действия РЛС; разрешающая же способность обеспечивается постольку, поскольку это оказывается возможным.

С учетом поглощения энергии радиоволн в тропосфере дальность действия РЛС выражается известной формулой

$$D_{\text{макс п}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{РЛС}} \tau_{\text{и}} S^2_{\text{пр}} \overline{\sigma}}{4\pi\lambda^2 k_{\text{ш}} k T_0 k_{\text{р}}}} 10^{-0,05 \cdot \delta_{\text{п}} \cdot D_{\text{макс п}}},$$

где $P_{\text{РЛС}}$ – импульсная мощность передатчики РЛС, $\tau_{\text{и}}$ – длительность излучаемых импульсов; $S_{\text{пр}}$ – эффективная площадь антенны РЛС, $\overline{\sigma}$ – усредненное значение эффективной площади рассеивания цели; $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника; $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Вт · с / град постоянная Больцмана; T_0 – абсолютная температура приемника; $k_{\text{р}}$ – коэффициент различимости полезного сигнала на фоне шумов на выходе приемника; $D_{\text{макс п}}$ – дальность действия РЛС с учетом поглощения в атмосфере; $\delta_{\text{п}}$ – коэффициент поглощения в атмосфере, характеризующий уменьшение энергии радиоволн в дБ/км.

В эту формулу длина волны входит двояким образом: во-первых, в качестве множителя в знаменателе подкоренного выражения, во-вторых, в качестве параметра, определяющего значение коэффициента поглощения. При заданных значениях входящих в нее величин энергия сигнала является функцией длины волны: $P_{\text{РЛС}} \tau_{\text{и}} = k_1 \lambda^2 10^{k_2 \lambda}$, где k_1 и k_2 – постоянные величины.

На рис. 3.10 приведены графики, иллюстрирующие зависимость требуемой энергии передатчика от длины волны. Энергия излучения на волне $\lambda = 25$ см (E_{25}) принималась за единицу, и определялось отношение E_λ / E_{25} с учетом поглощения энергии в дожде интенсивностью 4 мм/ч и в кислороде на всей дальности действия. Из рис. 3.10 видно, что для каждой дальности действия $D_{\text{макс}}$ существует оптимальное значение длины волны $\lambda_з$, при котором требуемая энергия излучаемых колебаний достигает минимума. Если длину волны брать больше оптимальной $(\lambda > \lambda_з)$, то необходимая энергия излучения увеличивается относительно медленно, но при уменьшении длины волны по сравнению с $\lambda_з$ – очень быстро. Так, например, для дальности действия 250 км при указанных выше условиях поглощения оптимальная длина волны равна приблизительно 6 см; при ее уменьшении до 3 см энергия излучения должна быть увеличена почти в 110 раз.

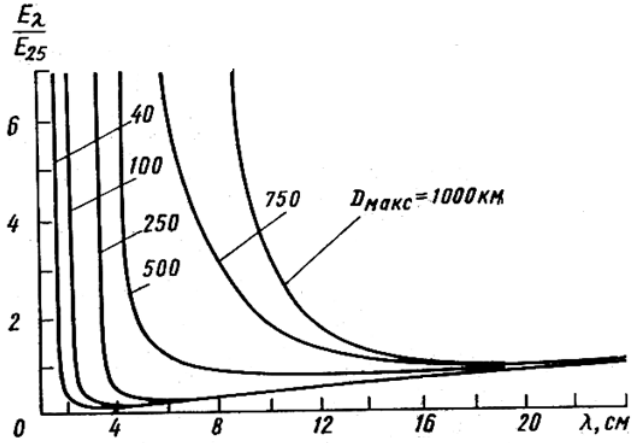


Рис. 3.10. Изменение энергии излучаемых колебаний в зависимости от длины волны

Наименьшая длина волны, которую можно применять в радиолокационной станции, определяется зачастую пиковой и средней мощностью высокочастотных генераторов, имеющихся в распоряжении конструктора. Отойти от оптимальной длины волны обычно не удается из-за резкого возрастания необходимой энергии излучения.

FreeBusta is knowledge
without borders!

Для окончательного выбора длины волны необходимо оценить маскирующее действие гидрометеоров, зависящее от λ.

Надежное обнаружение цели в присутствии гидрометеоров обеспечивается при условии, что эффективная площадь рассеяния $\overline{\sigma}$ в 5…10 раз превышает эффективную площадь элемента объемного разрешения гидрометеоров и равна: $\overline{\sigma}_{\Sigma} = \delta(V)\overline{\sigma}_0$, где $\delta(V)$ – элемент объемного разрешения на максимальной дальности РЛС; $\overline{\sigma}_0$ – удельная ЭПР гидрометеоров. Величина $\delta(V)$ пропорциональна угловым размерам луча, поэтому ЭПР гидрометеоров связана с длиной волны зависимостью $\overline{\sigma}_{\Sigma} = k\lambda^2\overline{\sigma}_0(\lambda)$, где k – коэффициент пропорциональности.

Удельная ЭПР гидрометеоров тоже зависит от λ – $\overline{\sigma}_0(\lambda)$. Нужно построить график зависимости $\overline{\sigma}_{\Sigma}(\lambda)$ для конкретных условий и определить значение длины волны λ_4, при котором $\overline{\sigma}_{\Sigma}$ составит 0,1…0,2 от ЭПР цели. Если выбрать волну короче λ_4, то максимальная дальность действия РЛС сократится и будет определяться не шумом приемника, а маскирующим отражением радиоволн гидрометеорами.

Таким образом, λ_1 (3.6) обеспечивает требуемую разрешающую способность РЛС по угловой координате, а λ_2 (3.13) – заданную точность измерения РЛС угловой координаты цели. Если из рассчитанных значений λ_1 и λ_2 выбрать меньшее, то будут выполнены оба требования.

Но на практике в первую очередь стремятся обеспечить требуемую дальность действия РЛС. В соответствии с рис. 3.10 для заданной дальности действия РЛС ($D_{\text{макс}}$) находят оптимальные значения длины волны λ_3, при котором требуемая энергия излучаемых колебаний минимальна.

Для окончательного решения о величине λ оценивают маскирующее действие гидрометеоров. Считают при этом, что надежное обнаружение цели на фоне отражений от гидрометеоров возможно, если, как отмечалось выше ЭПР цели ($\overline{\sigma}$) в 5…10 раз превышает ЭПР элемента объемного разрешения РЛС ($\overline{\sigma}_{\Sigma}$).

Таким образом из графика зависимостей $\overline{\sigma}_{\Sigma}(\lambda)$ для конкретных условий определяют λ_4, при которой $\overline{\sigma}_{\Sigma} = (0{,}1 \div 0{,}2)\overline{\sigma}$. Если выбирают $\lambda < \lambda_4$, то $D_{\text{макс}}$ уменьшается и будет определяться не внутренними шумами РЛС, а маскирующими отражениями от гидрометеоров.

3.3. Параметры системы обзора

Приведем здесь основные справочные данные о радиолокационном обзоре и его характеристиках.

Радиолокационным обзором называется периодическое облучение всех точек заданной области пространства и прием сигналов тех целей, которые находятся в этой области.

Область пространства, в пределах которой осуществляются облучение целей радиолокационной станцией, а также прием и обнаружение сигналов целей, называется зоной обзора этой станции. На рис. 3.11 $D_{\text{макс}}$, $D_{\text{мин}}$ – максимальная и минимальная дальности обнаружения, $\Phi_{\text{аз}}$, $\Phi_{\text{ум}}$ – сектор обзора по азимуту и по углу места.

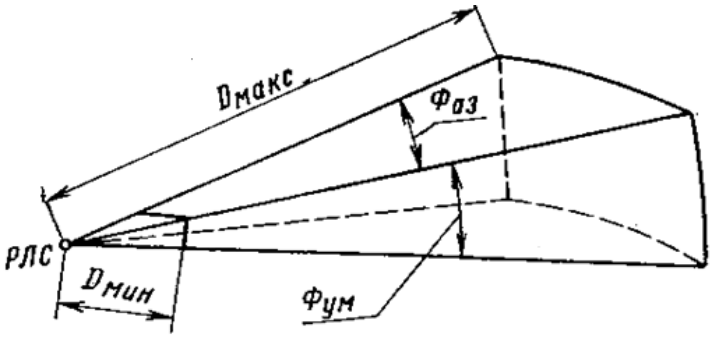


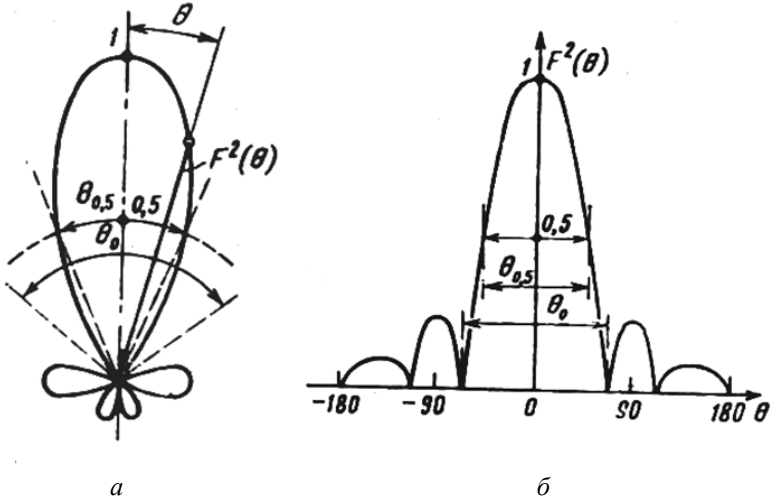
Рис. 3.11. Зона обзора РЛС

Характеристики радиолокационного обзора в большой степени зависят от вида диаграммы направленности антенны РЛС. Диаграммой направленности $F(\varphi_{\text{аз}}, \varphi_{\text{ум}})$ передающей антенны по полю называется график зависимости амплитуды E напряженно-

FreeBusta is knowledge
without borders!

сти поля от направления распространения волны в пространстве при постоянном расстоянии до точек наблюдения; диаграммой направленности $F^2(\varphi_{аз}, \varphi_{ум})$ по мощности – график зависимости плотности потока мощности ρ излучаемой волны от направления распространения при постоянном расстоянии до точек наблюдения. Обычно оперируют нормированными диаграммами направленности, для которых $F_{макс}(\varphi_{аз}, \varphi_{ум}) = 1$.

На практике бывает удобно вместо пространственной диаграммы направленности пользоваться плоскими диаграммами, представляющими собой сечение поверхности $F(\varphi_{аз}, \varphi_{ум})$ двумя главными плоскостями, например горизонтальной и вертикальной. На рис. 3.12 приведены плоские диаграммы направленности $F^2(\theta)$ по мощности. Главный лепесток диаграммы называют лучом антенны, в отличие от боковых лепестков. Угол $\theta_{0,5}$ представляет собой ширину диаграммы направленности (ширину луча) по уровню половинной мощности, а θ_0 – по нулевому уровню.



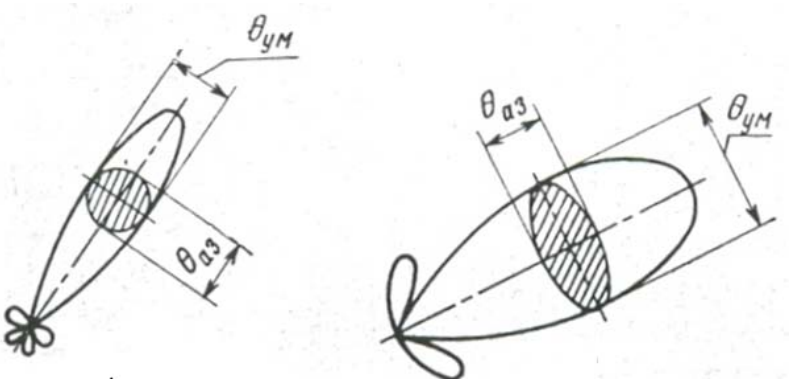
а *б*

Рис. 3.12. Диаграмма направленности антенны: *а* – в полярной системе координат; *б* – в прямоугольной системе координат

Антенны РЛС имеют диаграммы направленности двух основных видов: иглообразные и веерные (плоские). Иглообразными

называются диаграммы, у которых ширина луча по уровню половинной мощности приблизительно одинакова для обоих главных сечений (рис. 3.13): $\theta_{аз} \approx \theta_{ум}$.

Веерные (плоские) диаграммы характеризуются существенным различием ширины в главных сечениях (рис 3.13, *б*), например $\theta_{аз} >> \theta_{ум}$.



а *б*

Рис. 3.13. Диаграммы направленности: *а* – иглообразная, *б* – веерная (плоская)

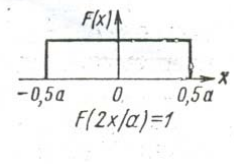
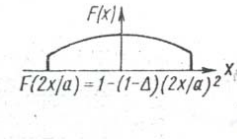
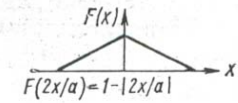
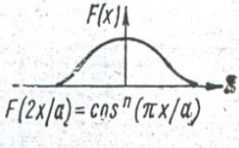
Для диаграмм направленности, имеющих осевую или плоскостную симметрию, ширина луча по уровню половинной мощности $\theta_{0,5} \cong 60°\lambda / d$. Здесь λ – длина волны; d – линейный размер раскрыва антенны в соответствующей плоскости.

Ширина луча$\theta_{0,5}$, эффективная площадь $S_{пр}$ и коэффициент усиления по мощности G антенны существенно зависят от распределения поля в раскрыве антенны. В табл. 3.2 приведены характеристики диаграммы направленности антенны, имеющей прямоугольный раскрыв $a \times b$, при различных законах распределения поля, например по размеру a. Указанный в таблице коэффициент $K_э$ использования площади раскрыва характеризует соотношение между площадью раскрыва $S_а$ антенны и ее эффективной площадью $S_{пр}$: $S = K_э S_а = K_э ab$. Как следует из табл. 3.2, значения коэффициента $K_э$ лежат в пределах от 1 до 0,5.

FreeBusta is knowledge
without borders!

Таблица 3.2

Зависимость параметров антенны от распределения поля в раскрыве

Зависимость изменения амплитуды поля (синфазный раскрыв)	Значение параметра	$\theta_{0,5}$, град	$\theta_{0,5}$, град	Уровень первого бокового лепестка, дБ	Коэффициент $K_э$
	–	$50{,}8\frac{\lambda}{\alpha}$	$57{,}3\frac{\lambda}{\alpha}$	–13,2	1,0
	Δ=0,8	$52{,}7\frac{\lambda}{\alpha}$	$63{,}7\frac{\lambda}{\alpha}$	–15,8	0,994
	Δ=0,5	$55{,}6\frac{\lambda}{\alpha}$	$65{,}3\frac{\lambda}{\alpha}$	–17,1	0,970
	Δ=0	$65{,}9\frac{\lambda}{\alpha}$	$81{,}9\frac{\lambda}{\alpha}$	–20,6	0,833
	–	$73{,}4\frac{\lambda}{\alpha}$	$114{,}6\frac{\lambda}{\alpha}$	–26,4	0,750
	*n*=1	$68{,}8\frac{\lambda}{\alpha}$	$85{,}9\frac{\lambda}{\alpha}$	–23	0,810
	n=2	$83{,}2\frac{\lambda}{\alpha}$	$114{,}6\frac{\lambda}{\alpha}$	–32	0,667
	n=3	$95{,}1\frac{\lambda}{\alpha}$	$143{,}2\frac{\lambda}{\alpha}$	–40	0,575
	n=4	$110{,}6\frac{\lambda}{\alpha}$	$171{,}9\frac{\lambda}{\alpha}$	–48	0,515

Радиолокационный обзор может быть одновременным (параллельным), последовательным и смешанным. При одновременном обзоре телесный угол Ω_0 зоны обзора одновременно перекрывается несколькими лучами радиолокационной станции. Если $\Delta\Omega_i$ – телесный угол отдельного луча, то $\sum_{i=1}^{n}\Delta\Omega_i = \Omega_0$.

Коэффициент усиления G_i по мощности отдельного луча связан с его телесным углом $\Delta\Omega_i$ приближённым соотношением $G_i \approx 4\pi / \Delta\Omega_{\text{i}}$.

Последовательный обзор осуществляется одним лучом, перемещающимся в пределах зоны обзора.

При смешанном обзоре используются несколько лучей, не перекрывающих полностью зону обзора. Эта группа лучей перемещается в пространстве для просмотра всей заданной зоны. Так, например, лучи перекрывают весь требуемый сектор обзора по углу места, а для просмотра зоны по азимуту перемещаются в горизонтальной плоскости и осуществляют по этой координате последовательный обзор.

Одновременный обзор позволяет свести до минимума время, требующееся для осмотра заданной зоны, и в этом его преимущество. Недостатком же является сложность и громоздкость используемой аппаратуры. Последовательный обзор характеризуется относительной простотой аппаратуры, но большим временем обзора.

Периодом обзора $T_{\text{обз}}$ называется время, требуемое для однократного облучения всех точек зоны обзора и обеспечения возможности приема сигналов из этих точек.

Временем облучения $T_{\text{обл}}$ точечной цели называется время, протекающее с момента начала излучения радиоволн в направлении данной цели до конца приема сигналов от этой цели. За время $T_{\text{обл}}$ накапливается энергия принимаемых сигналов, необходимая для обнаружения сигналов, оценки их параметров, разрешения и т.д.

При одновременном обзоре период обзора равен времени облучения: $T_{\text{обз}} = T_{\text{обл}}$. Теоретически период последовательного обзора

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$T_{\text{обз}}^{0} = T_{\text{обл}} D_{\text{макс}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / \Delta D \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}, \qquad (3.14)$$

где ΔD – участок дальности, просматриваемый в каждый данный интервал $T_{\text{обл}}$; $\theta_{\text{аз}}$ и $\theta_{\text{ум}}$ – значения ширины луча по уровню половинной мощности в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Если за время $T_{\text{обл}}$ просматриваются цели на всей дальности действия РЛС, то теоретическое значение периода последовательного обзора равно:

$$T_{\text{обз}}^{0} = T_{\text{обл}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}. \qquad (3.15)$$

При его определении предполагается, что время облучения всех точек зоны обзора остается одинаковым, а размеры реально осматриваемой области пространства точно соответствуют заданным.

В реальных системах обзора время облучения цели существенно изменяется по зоне обзора (например, вследствие изменения скорости движения луча при возвратно-поступательном движении), а реальная зона обзора оказывается больше требуемой. В результате реальный период обзора $T_{\text{обз}}$ часто оказывается существенно большим теоретически необходимого $T_{\text{обз}}^{0}$. Отношение этих двух величин называют относительным периодом обзора: $K_{\text{обз}} = T_{\text{обз}} / T_{\text{обз}}^{0} \geq 1$.

С учетом коэффициента $K_{\text{обз}}$ формулы (3.14) и (3.15) для реального периода обзора можно записать следующим образом: при просмотре дальности по частям отрезками ΔD

$$T_{\text{обз}} = K_{\text{обз}} T_{\text{обл}} D_{\text{макс}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / \Delta D \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}, \qquad (3.16)$$

при просмотре всей дальности сразу

$$T_{\text{обз}} = K_{\text{обз}} T_{\text{обл}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}}, \qquad (3.17)$$

При пользовании формулами (3.15) и (3.16) предполагается, что значение $T_{\text{обл}}$ не меняется; оно выбирается в соответствии с требованиями накопления необходимой энергии сигналов.

Значения величины $K_{обз}$ для некоторых видов обзора приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Значения относительного периода обзора $K_{обз}$

Характеристика системы обзора	$\Phi_{аз}/\Phi_{ум}$		
	0,5	1	2
Строчный обзор с линейным законом медленного и быстрого движения луча	2,5	2,5	2,15
Строчный обзор с гармоническим законом быстрого движения луча и линейным – медленного	2,4	2,4	2
Винтовой обзор	–	–	2
Поступательно-конический обзор	–	–	2,4
Спиральный обзор с гармоническим законом изменения угла	–	1,75	–

При круговом обзоре плоским лучом (рис. 3.14) период обзора $T_{обз} = 360^\circ / \Omega_а$, или $T_{обз} = 60/n$, $T_{облл} = \theta_{аз}/\Omega_а = \theta_{аз}/6^\circ n$, где $\Omega_а$ – угловая скорость вращения луча РЛС, град/с; n – число оборотов луча РЛС в минуту. При круговом обзоре плоским лучом $K_{обз} \approx 1$.

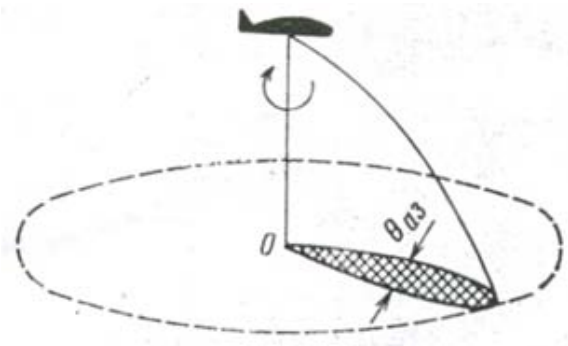


Рис. 3.14. Круговой обзор плоским лучом

Если используется секторный обзор, то при изменении скорости $\Omega(\varphi)$ движения луча шириной $\theta_{0,5}$ в пределах сектора Ф

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$T_{\text{обз}} = \int_{\varphi}^{\varphi+\Phi} \frac{d\varphi}{\Omega(\varphi)}, \qquad T_{\text{обл}} = \int_{\varphi}^{\varphi+\theta_{0,5}} \frac{d\varphi}{\Omega(\varphi)},$$

где φ – текущее значение угловой координаты.

Если известно среднее значение угловой скорости $\Omega_{\text{ср}}$ перемещения луча шириной $\theta_{0,5}$ в требуемом направлении в пределах сектора Φ, то $T_{\text{обз}} = \Phi / \Omega_{\text{ср}}$, $T_{\text{обл}} = \theta_{0,5} / \Omega_{\text{ср}}$.

При винтовом обзоре иглообразным лучом (рис. 3.15)

$$T_{\text{обз}} = 360^{\circ}(\Phi_{\text{ум}} - \theta_{\text{ум}}) / \Omega_{\text{гор}} \Psi \approx 360^{\circ} \Phi_{\text{ум}} / \Omega_{\text{гор}} \Psi .$$

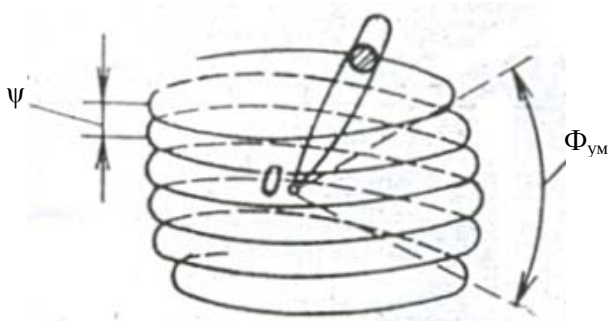


Рис. 3.15. Винтовой обзор иглообразным лучом

Перейдем к выбору параметров системы обзора РЛС.

При последовательном обзоре по угловым координатам связь между параметрами системы обзора характеризуется формулой (3.17):

$$T_{\text{обз}} = K_{\text{обз}} T_{\text{обл}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}},$$

где $T_{\text{обз}}$, $\Phi_{\text{аз}}$, $\Phi_{\text{ум}}$ задаются при проектировании.

Относительный период обзора целесообразно принять равным среднему значению: $K_{\text{обз ср}} \approx 2$. Из (3.17) получим

$$\theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}} / T_{\text{обл}} = K_{\text{обз ср}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}} / T_{\text{обз}}. \qquad (3.18)$$

Равенство (3.18) позволяет определить взаимно соответствующие значения ширины луча и времени облучения точечной цели.

Рассмотрение особенностей проектируемой РЛС позволяет принять обоснованное решение о ширине и форме луча и о законе его движения. Так, например, для наземной РЛС обнаружения самолетов очень важно хорошее разрешение по азимуту, поэтому в станции этого типа целесообразно использовать круговой обзор плоским лучом, имеющим малую ширину по азимуту. В самолетной РЛС перехвата и прицеливания, наоборот, разрешающая способность по угловым координатам не имеет большого значения (требуемое разрешение целей обеспечивается по дальности или скорости), но важна точность измерения угловых координат. Высокая точность обеспечивается при использовании либо моноимпульсной системы, либо конического сканирования луча. В обоих случаях необходим симметричный луч, а его ширина не особенно существенна.

Зная максимальный размер антенны и выбрав длину волны, можно определить один из угловых размеров луча – его меньший размер. Тогда в уравнении (3.18) останутся только два неизвестных: второй угловой размер и время облучения точечной цели. Такой же результат (т.е. уравнение с двумя неизвестными) получится, если предположить равенство угловых размеров луча ($\theta_{аз} = \theta_{ум}$). Может быть сделано предположение и о каком-либо другом соотношении угловых размеров луча.

Закон движения луча в пределах зоны обзора можно выбрать, основываясь на специфике проектируемой станции.

3.4. Энергетический баланс станции

Из формулы максимальной дальности действия РЛС получается уравнение, связывающее между собой время облучения цели и ширину луча.

Для расчета по средней мощности излучения $P_{ср}$ в предположении, что принимается один сигнал длительностью $T_{обл}$ (при непрерывном излучении это совершенно точно), формула дальности радиолокационного обнаружения записывается следующим образом:

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$D_{\text{макс п}} = \left(\frac{P_{\text{ср}} T_{\text{обл}} S_{\text{пр}}^2 \bar{\sigma}}{4\pi\lambda^2 k_{\text{ш}} k T_0 k_{\text{р}}}\right)^{0,25} 10^{-0,05\delta_{\Pi} D_{\text{макс п}}}. \qquad (3.19)$$

Здесь значения величин $D_{\text{макс п}}$, $\bar{\sigma}$, $P_{\text{ср}}$ заданы.

Длина волны λ рассчитывается. Значение коэффициента шума $k_{\text{ш}}$ нетрудно определить с достаточной точностью после выбора λ и принятия решения о типе приемника (имеется усилитель высокой частоты или его нет; применяется ЛБВ или параметрический усилитель, и т.д.). Перед определением других параметров приведем некоторые справочные данные, касающиеся самого процесса обнаружения полезного сигнала в РЛС.

Обнаружением называется процесс принятия решения о наличии или отсутствии цели в каждом элементарном разрешаемом объеме РЛС. Практически речь идет об обнаружении радиолокационных сигналов, порождаемых целями, которые находятся в зоне обзора РЛС. Проблема обнаружения возникает в тех случаях, когда сигналы принимаются в присутствии помех искусственного или естественного происхождения.

Обнаружение сигналов на выходе приемников РЛС может осуществляться оператором с помощью индикаторных устройств того или иного типа, а также автоматически действующими регистрирующими устройствами. При обнаружении допустимы только два решения: «сигнал есть» или «сигнала нет»; любые другие решения исключаются.

В дальнейшем предполагается, что сигналы принимаются на фоне аддитивного нормального белого шума. Это значит, что входное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ приемника РЛС представляет собой сумму напряжения шума $u_{\text{ш}}(t)$ и сигнала $u_{\text{с}}(t)$; распределение мгновенных значений напряжения шума подчинено нормальному закону; спектральная плотность $N_0(\omega)$ шума постоянна в пределах от $\omega = 0$ до бесконечности. К помехам с указанными свойствами может быть отнесен собственный шум приемника РЛС, а также (что не совсем точно) активные шумовые помехи с равномерным спектром при условии, что ширина спектра помехи $\Delta f_{\text{п}}$ превосходит полосу пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ приемника РЛС. Наличие помеховых воздействий может привести к ошибкам процесса обнаружения: пропуску цели (цель есть, но помеха подавляет полезный сиг-

нал) и ложной тревоге (цели нет, но мощная помеха воспринимается как сигнал).

Радиолокационный сигнал на входе приемника характеризуется следующими параметрами: моментом его прихода *t*, длительностью $\tau_и$, амплитудой *U*, частотой ω и начальной фазой φ_0. В простейшем случае импульсный радиолокационный сигнал может быть записан следующим образом: $u_с(t) = U\cos(\omega t + \varphi_0)$, при $t_1 \le t \le t_1 + \tau_и$. В более общем случае амплитуда, частота и начальная фаза сигнала могут оказаться функциями времени: $U(t)$, $\omega(t)$, $\varphi_0(t)$.

Принимаемый сигнал называется известным точно или полностью известным, если для каждого момента можно указать значения его параметров. В реальных условиях параметры принимаемых сигналов являются величинами случайными, значения которых изменяются под воздействием многочисленных факторов (дальности между РЛС и целью, особенностями среды, особенностями цели и ее движения относительно РЛС т.д.). Поэтому реальные сигналы называют сигналами со случайными параметрами.

Если сигнал действительно имеется на входе приемника, то решение о его наличии называется правильным обнаружением; вероятность этого решения равна $P_{по}$. При наличии сигнала может быть принято ошибочное решение об его отсутствии (сигнал замаскирован шумом); такое решение называется пропуском сигнала и характеризуется вероятностью $P_п$. В силу того, что оба названные события образуют полную группу несовместимых событий, справедливо равенство

$$P_{по} + P_п = 1. \qquad (3.20)$$

Если сигнала на входе приемника нет, то решение об его отсутствии называют правильным необнаружением; ему соответствует вероятность $P_{пн}$. Ошибочное решение о наличии сигнала в этом случае называется ложной тревогой; оно характеризуется вероятностью $P_{лт}$. Оба указанных события также составляют полную группу:

$$P_{пн} + P_{лт} = 1. \qquad (3.21)$$

Если $P(C)$ и $P(O)$ – априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала на входе приемника, то полные вероятности правильного решения ($P_{пр}$) и ошибки ($P_{ош}$) при обнаружении равны:

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$P_{\text{пр}} = P(C)P_{\text{по}} + P(O)P_{\text{пн}},\ P_{\text{ош}} = P(C)P_{\text{п}} + P(O)P_{\text{лт}}.$$

Сумма полных вероятностей равна единице: $P_{\text{пр}} + P_{\text{ош}} = 1$.

Из четырех условных вероятностей, характеризующих всю совокупность возможных событий, в силу равенств (3.20) и (3.21) независимыми являются только две; обычно в качестве независимых используют вероятности правильного обнаружения ($P_{\text{по}}$) и ложной тревоги ($P_{\text{лт}}$).

Специфическая особенность приема именно радиолокационных сигналов (например, по сравнению с радиосвязными) состоит большей частью в отсутствии достоверной априорной информации о наличии цели в зоне действия РЛС в данный момент времени. Имея в виду наибольшую неопределенность априорных сведений, можно полагать равными априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала: $P(C) = P(O) = 0{,}5$.

Для обнаружения сигналов стремятся использовать оптимальные приемники. Наиболее употребительными критериями оптимальности при обнаружении являются критерии идеального наблюдателя и Неймана–Пирсона (оба являются частными случаями более общего критерия минимума среднего риска). В соответствии с критерием идеального наблюдателя оптимальный приемник минимизирует полную вероятность ошибочного решения при обнаружении. По критерию Неймана–Пирсона он должен обеспечивать получение наибольшей вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ при заданном значении вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$.

Количественная оценка качества работы приемников обнаружения осуществляется с помощью характеристик, представляющих собой графики зависимости вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги от удвоенного отношения $q = 2E_{\text{с}}/N_0$ энергии сигнала $E_{\text{с}}$ к спектральной плотности шума N_0 на входе приемника. Размерность величины N_0 совпадает с размерностью энергии, поэтому параметр q часто называют отношением сигнал/шум по энергии.

Вид характеристик обнаружения иллюстрирует рис. 3.16. Каждому значению q отношения сигнал/шум соответствует одна кривая $P_{\text{по}} = f(P_{\text{лт}})$. Переход из одной ее точки в другую осуще-

ствляется изменением порогового уровня, с которым в приемнике сравнивается напряжение, образующееся на выходе схемы обработки.

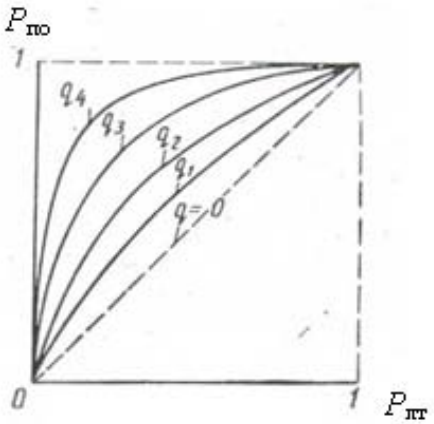


Рис. 3.16. Характеристики обнаружения

Важно подчеркнуть, что каждому значению вероятности правильного обнаружения соответствует вполне определенное значение вероятности ложной тревоги. Абсолютные значения каждой пары вероятностей зависят от соотношения сигнала и шума (q), способа обработки и других факторов.

При увеличении отношения сигнал/шум характеристика обнаружения смещается влево вверх, что (при прочих равных условиях) соответствует либо увеличению $P_{по}$ при $P_{лт}$ = const, либо уменьшению $P_{лт}$ при $P_{по}$ = const. Таким образом, при увеличении отношения сигнал/шум надежность обнаружения возрастает. Здесь мы не рассматриваем чисто гипотетическую ситуацию – обнаружение сигнала с полностью известными параметрами.

Если принимаемый сигнал характеризуется случайными изменениями не только фазы, но и амплитуды, то имеет место ухудшение характеристик обнаружения по сравнению с полностью известным сигналом. Предполагая, что закон распределения начальной фазы сигнала равномерный в пределах от нуля до 2π, а распределение амплитуды подчинено закону Релея, т.е.

$$\omega(U) = (U / \overline{u_c^2}) \exp(-U^2 / 2\overline{u_c^2}),$$

FreeBusta is knowledge
without borders!

где $\overline{u_{\text{с}}^2}$ – средний квадрат напряжения сигнала, можно получить [2]

$$\overline{q} = 2\left[\ln(1/P_{\text{лт}})/\ln(1/P_{\text{по}}) - 1\right], \qquad (3.22)$$

где $\overline{q} = 2\overline{E}_{\text{с}}/N_0$ определяется средним значением энергии сигнала. На рис. 3.17 приведены характеристики обнаружения, построенные по формуле (3.22). При большом значении вероятности правильного обнаружения и малой вероятности ложной тревоги для обнаружения флуктуирующего сигнала требуется значительно большая его энергия, чем для обнаружения сигнала с известной амплитудой.

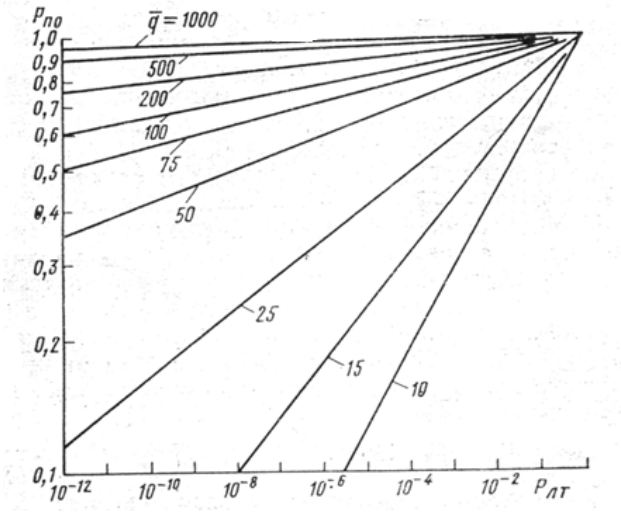


Рис. 3.17. Характеристики обнаружения сигнала со случайно изменяющимися амплитудой и фазой при различных значениях отношения сигнал/шум

Схемы приемников, оптимальных при обнаружении сигнала со случайно изменяющимися фазой и амплитудой, в принципе не отличаются от тех, которые используются для приема сигнала со случайной начальной фазой.

При обнаружении пачки $N_{\text{с}}$ когерентных импульсов с флуктуирующими начальной фазой и амплитудой можно рассчитывать характеристики обнаружения по формуле (3.22), принимая при

этом отношение сигнал/шум равным: $q = \overline{q_\Sigma} = 2N_c \overline{E_c} / N_0$, где $\overline{E_c}$ – средняя энергия одного импульса.

При обнаружении пачки N_c некогерентных импульсов с дружно флуктуирующими амплитудами при $N_c >> 1$ справедлива приближенная формула [2]

$$\overline{q_\Sigma} = (2 / P_{по})\sqrt{N_c}\sqrt{2\ln(1/P_{лт}) - 2{,}8}, \qquad (3.23)$$

где $\overline{q_\Sigma}$ характеризует среднюю суммарную энергию пачки. Ошибка расчета по формуле (3.23) не превышает 15% при $P_{по} \geq 0{,}9$, $P_{лт} \leq 0{,}1$.

В реальных условиях обычно оказываются неизвестными и направление, и время прихода радиосигналов, и даже точное значение частоты (из-за наличия доплеровского частотного сдвига, вызываемого радиальным перемещением цели относительно РЛС). Каждая из перечисленных величин непрерывно изменяется и может принимать любые значения в пределах возможного диапазона. Однако при анализе предполагают, что указанные величины могут принимать лишь конечное число *m* дискретных значений или, как говорят, сигнал может иметь *m* дискретных положений.

Возникает задача не только фиксировать факт присутствия сигнала на входе приемника, но и указать, какой именно из возможных сигналов присутствует. Такая задача называется обнаружением и распознаванием сигналов. Оптимальное приемное устройство при этом становится многоканальным.

Оптимальная процедура обработки при обнаружении и распознавании сигналов сводится к сравнению между собой выходных напряжений каналов и определению наибольшего из них. Считается при этом, что на входе приемника существует сигнал, соответствующий каналу с наибольшим выходным напряжением. На рис. 3.18 изображена более простая (квазиоптимальная) схема обработки, включающая *m* каналов. В каждом канале есть схема оптимальной обработки *i*-го сигнала $u_{ci}(t)$; выходное напряжение $U_{вых\,i}$ этой схемы сравнивается с пороговым уровнем U_0. Превышение порогового уровня в *i*-м канале $U_{вых\,i} > U_0$ фиксируется индикатором этого канала и воспринимается как наличие в нем

FreeBusta is knowledge
without borders!

сигнала. В сумматоре суммируют превышения ΔU_i порогового уровня во всех каналах:

$$U_\Sigma = \sum_{i=1}^{m} \Delta U_i \, .$$

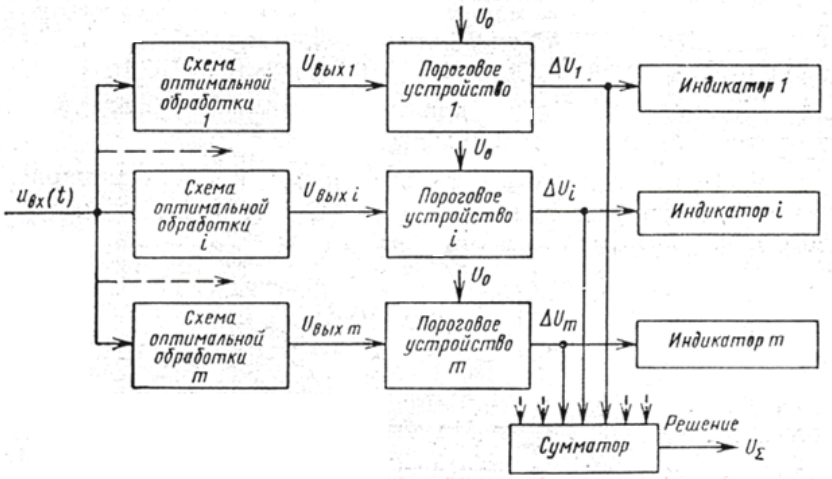


Рис. 3.18. Схема оптимального приемника для обнаружения и распознавания сигналов

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

В большинстве элементов приемного тракта отношение сигнал/шум на выходе уменьшается по сравнению с его значением на входе, т.е. $(2\bar{E}_c / N_0)_{вх} > (2\bar{E}_c / N_0)_{вых}$. Это уменьшение принято называть потерями при обработке, которые выражают либо в разах: $a_l = (2\bar{E}_c / N_0)_{вх} / (2\bar{E}_c / N_0)_{вых}$, либо в децибелах.

Если в приемнике имеется n элементов с потерями, то суммарные потери тракта равны: $a_\Sigma = \prod_{i=1}^{n} a_i$.

Для того чтобы обеспечить обнаружение сигналов с заданными вероятностями $P_{по}$ и $P_{лт}$ при использовании реального приёмника следует иметь на входе отношение сигнал/шум в a_{Σ} раз больше значения q, определяемого по одной из формул (3.22), (3.23) или по графикам на рис. 3.17.

Перечислим основные виды потерь.

1. Потери $a_{а}$ в антенне, возникающие вследствие изменения амплитуды принимаемых сигналов при сканировании антенны. В среднем можно принять $a_{а} \approx 1{,}5$.

2. Потери $a_{вч}$ в высокочастотном тракте, вызываемые затуханием энергии сигналов в фидерах и антенных коммутаторах. В среднем $a_{вч} \approx 1{,}6$.

3. Потери $a_{р}$ из-за расстройки $\Delta f_{р}$ частоты сигнала относительно резонансной частоты фильтра приемника $a_{р} = U_{с}(0)/U_{с}(\Delta f_{р})$, где $U_{с}(0)$ – амплитуда сигнала на выходе фильтра при точной настройке; $U_{с}(\Delta f_{р})$ – амплитуда сигнала при расстройке $\Delta f_{р}$. Предполагается, что расстройка не превышает половины полосы пропускания фильтра приемника.

4. Потери $a_{дет}$ в детекторе. На рис. 3.19 q_{Σ} представляет собой требуемое для обнаружения суммарное отношение сигнал/шум по энергии, $N_{с}$ – число импульсных сигналов, между которыми делится суммарная энергия.

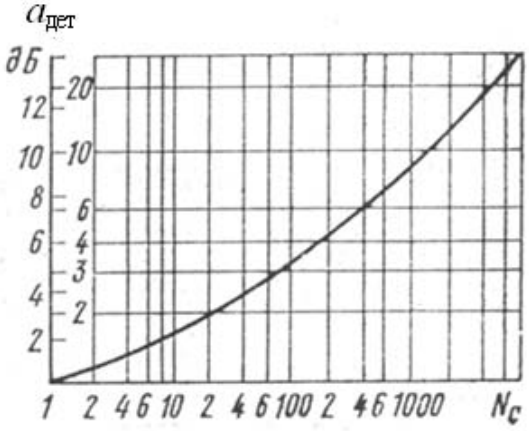


Рис. 3.19. Усредненная характеристика потерь в детекторе

FreeBusta is knowledge without borders!

Потери в детекторе в большой степени зависят от соотношения сигнала и шума на входе детектора $q_{вх}$; при $q_{вх} >> 1$ они стремятся к нулю. Именно этим определяется зависимость $a_{дет}$ не только от $N_с$, но и от результирующего значения q_Σ. При приближенных расчетах зависимостью $a_{дет}$ от q_Σ пренебрегают и используют усредненную характеристику потерь в детекторе (см. рис. 3.19), для которой $q_\Sigma \approx 100$.

5. Потери $a_{ко}$, вызванные заменой оптимального фильтра в приемнике квазиоптимальным, согласованным со спектром сигнала только по полосе пропускания. Значения коэффициента $a_{ко}$ приведены в табл. 3.4, где $\Delta f_ф$ – полоса пропускания фильтра по половинной мощности; $\tau_и$ – длительность импульса по половине максимального значения напряжения.

6. Потери $a_{ву}$ видеоусилителя также могут оцениваться с помощью табл. 3.4. Для этого нужно определить значение произведения длительности видеоимпульса $\tau_и$ на полосу пропускания $\Delta F_ф$ видеоусилителя, увеличить полученное значение в два раза и считать, что $2\Delta F_ф \tau_и = \Delta f_ф \tau_и$. Затем в соответствии с найденным $\Delta f_ф \tau_и$ по табл. 3.4 определить величину $a_{ву} = a_{ко}$.

Таблица 3.4

Отношение сигнал/шум для различных фильтров в приемном тракте

Радиоимпульс	Фильтр	$\Delta f_ф \tau_и$	$a_{ко}$
Прямоугольный	Идеально-прямоугольный	1,37	1,21
	Гауссов	0,72	1,26
Гауссов	Гауссов	0,44	1,0
Прямоугольный	Одиночный резонансный контур	0,4	1,24
	Два резонансных контура	0,61	1,14
	Пять резонансных контуров	0,67	1,12

7. Фильтр приемника может оказаться не согласованным с сигналом и по полосе пропускания. Найти вызванный этой причиной коэффициент потерь $a_{\Delta f}$ можно следующим образом. Определяют отношение полосы пропускания фильтра $\Delta f_ф$ к ширине спектра сигнала $\Delta f_с$:

$\rho_{\Delta f} = \Delta f_{\text{ф}} / \Delta f_{\text{с}}$ при $\Delta f_{\Phi} > \Delta f_{\text{с}}$, $\rho_{\Delta f} = \Delta f_{\text{с}} / \Delta f_{\text{ф}}$, при $\Delta f_{\text{ф}} < \Delta f_{\text{с}}$.

По заданному числу импульсов в пачке $N_{\text{с}}$ определяют эффективное число импульсов, характеризуемое дроблением одиночного сигнала шумом: $N_{\text{э}} = \rho_{\Delta f} N_{\text{с}}$.

По графику усредненных потерь в детекторе (см. рис. 3.19) определяют потери в детекторе $a'_{\text{дет}}$ для $N_{\text{э}}$ сигналов и $a''_{\text{дет}}$ для $N_{\text{с}}$ сигналов.

Коэффициент потерь определяют как частное полученных значений $a_{\Delta f} = a'_{\text{дет}} / a''_{\text{дет}}$;

8. Потери $a_{\text{сум}}$ в суммирующем устройстве типа рециркулятора определяются нелинейностью характеристики сумматора. Если $N_{\text{с}}$ сигналов одинаковой амплитуды $U_{\text{с}}$ суммируются с весовым множителем $e^{-\gamma}$, то результирующее напряжение $U_{\Sigma} = U_{\text{с}} \sum_{k=0}^{N_{\text{с}}-1} e^{-k\gamma} < N_{\text{с}} U_{\text{с}}$.

На рис. 3.20 приведены графики зависимости $a_{\text{сум}}$ от $N_{\text{с}}$ и значения весового множителя $e^{-\gamma}$;

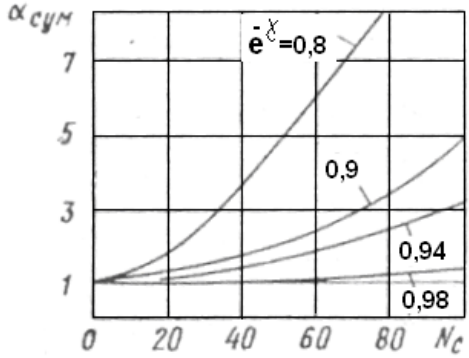


Рис. 3.20. Характеристики потерь при суммировании видеоимпульсов с помощью рециркулятора

9. Потери в индикаторе $a_{\text{инд}}$, возникающие при использовании для наблюдения отметок целей электронно-лучевых трубок с яркостной отметкой. Происхождение этих потерь связано с разли-

FreeBusta is knowledge
without borders!

чием времени накопления в индикаторе полезных сигналов и шума. Методика определения $a_{\text{инд}}$ совпадает с описанной в п. 8, причем вместо коэффициента $\rho\Delta_f$ следует использовать величину

$$\rho_{\text{разв}} = \frac{\tau_{\text{и}} \upsilon_{\text{разв}} + d_{\text{п}}}{\upsilon_{\text{разв}} \tau_{\text{и}}},$$

где $\upsilon_{\text{разв}}$ – скорость перемещения развертки рисующего пятна по экрану индикатора, $d_{\text{п}}$ – диаметр пятна, $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульсного сигнала.

10. Потери оператора $a_{\text{оп}}$, связанные с тем, что для фиксации оператором отметки цели на экране индикатора должно наблюдаться некоторое превышение яркости отметки над шумовым фоном. В среднем можно принимать $a_{\text{оп}}$ = 1,5.

11. Потери $a_{\text{ас}}$ при автоматическом съеме данных, объясняющиеся тем, что отсчет выходного напряжения производится не в тот момент, когда сигнальная составляющая достигает своего максимума. Можно считать, что $a_{\text{ас}} \approx 2$.

При решении ряда практических задач (например, при определении максимальной дальности действия РЛС) полезно использовать коэффициент различимости $k_{\text{р}}$, представляющий собой отношение энергии $E_{\text{с1}}$ одного импульсного сигнала к спектральной плотности N_0 шума при условии обнаружения пачки из $N_{\text{с}}$ импульсов с вероятностями $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$: $k_{\text{р}} = E_{\text{с1}} / N_0$. Оценить значение $k_{\text{р}}$ можно по формуле

$$k_{\text{р}} = \frac{q}{2N_{\text{с}}} \prod_{i=1}^{n} a_i ,$$

где q определяется по (3.22), либо по графикам на рис. 3.17, как если бы принимался только один сигнал, а в числе потерь следует учитывать и потери в детекторе (для некогерентных РЛС).

При использовании n периодов обзора для обнаружения цели результирующая вероятность правильного обнаружения $P_{\text{по}\Sigma}$ возрастает по биномиальному закону:

$$P_{\text{по}\,\Sigma} = 1 - (1 - P_{\text{по}})^n ,$$

где $P_{\text{по}}$ – вероятность правильного обнаружения при одном облучении цели. Зависимость $P_{\text{по}\Sigma} = f(P_{\text{по}}, n)$ приведена на рис. 3.21.

Если от одного периода обзора к другому вероятность правильного обнаружения изменяется, то

$$P_{\text{по}\Sigma} = 1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - P_{\text{по}i}),$$

где $P_{\text{по}i}$ – вероятность правильного обнаружения цели за i-й период обзора.

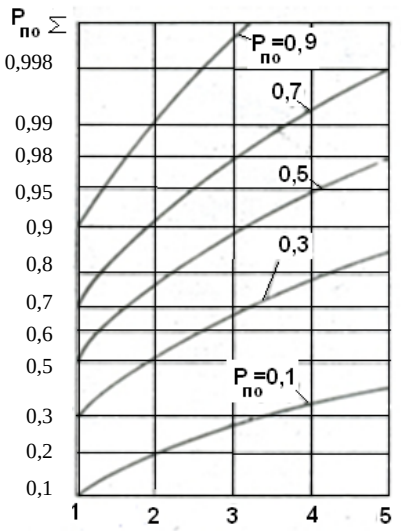


Рис. 3.21. Нарастание вероятности обнаружения цели $P_{\text{по}\Sigma}$ за n периодов обзора

Приведенные в данном разделе соотношения применимы и в условиях наблюдения сигналов на фоне активных шумовых помех, приближающихся к нормальному случайному процессу с равномерным спектром в пределах полосы, превышающей полосу пропускания приемника РЛС. Для расчета отношения спектральной плотности мощности помехи к энергии сигнала на входе приемника при подавлении РЛС можно использовать рассмотренные характеристики обнаружения. При этом следует задаваться значениями вероятностей $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$, при которых радиолокационная станция оказывается неработо-способной. В качестве таких значений можно принимать, например, $P_{\text{по}} = 0{,}9$; $P_{\text{лт}} = 0{,}1$; $P_{\text{по}} = 0{,}1$; $P_{\text{лт}} = 10^{-5}\ldots10^{-7}$.

С учетом приведенных данных коэффициент различимости $k_{\text{р}}$ для одного сигнала, как следует из (2.99) и (2.100), равен: $k_{\text{р}} = q\prod_{i=1}^{n} a_i / 2N_{\text{с}}$ (в данном случае $N_{\text{с}} = 1$), где q – удвоенное отношение сигнал/шум, определяемое по характеристикам обнаружения для заданных априорных сведений о сигнале и заданных вероятностях $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$. Потери в системе обработки можно оценить приближенно, имея в виду варианты построения приемника

FreeBusta is knowledge
without borders!

(когерентный или некогерентный, импульсный или для непрерывного излучения и пр.). Для предварительного расчета можно принять, что суммарные потери $\prod_{i=1}^{n} a_{i=10}$. Коэффициент поглощения $\delta_{\text{п}}(\lambda)$ определяется по таблицам или графикам, а значение экспоненциального множителя вычисляется для заданной дальности действия РЛС.

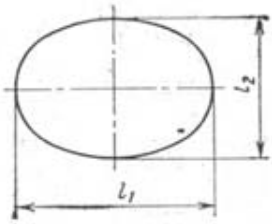


Рис. 3.22. Размеры раскрыва антенны

Таким образом, в формуле (2.78) остаются только две неизвестные величины: время облучения $T_{\text{обл}}$ и площадь раскрыва антенны $S_{\text{пр}}$. Площадь раскрыва может быть выражена через размеры антенны l_1 и l_2 (рис. 3.22):

$$S_{\text{пр}} \approx 0{,}25\pi l_1 l_2 . \qquad (3.24)$$

Если учесть соотношение $\theta_{0,5} \approx \dfrac{60^\circ \lambda}{d_{\text{а}}}$, то площадь окажется равной: $S_{\text{пр}} \approx 2800\lambda^2 / \theta_{\text{аз}}\theta_{\text{ум}}$, причем угловые размеры должны быть выражены в градусах. Определив один из угловых размеров луча или задавшись их соотношением, получаем зависимость $S_{\text{пр}}$ только от одного углового размера, входящего в качестве неизвестного в (3.18). Решая совместно (3.18) и (3.19), получаем значения $T_{\text{обл}}$ и угловых размеров луча $\theta_{\text{аз}}$ и $\theta_{\text{ум}}$.

3.5. Характеристики импульсного излучения

Для импульсной РЛС необходимо выбрать характеристики импульсного излучения: частоту следования, вид излучения (когерентное или некогерентное), длительность и форму импульсов и их тонкую структуру (простые немодулированные, фазоманипулированные, частотно-модулированные). Этот выбор определяется в основном требованиями к разрешающей способности и точности РЛС по дальности и скорости.

Если от РЛС не требуется разрешения целей по скорости и ее измерения, то естественно принять вначале более простой, некогерентный, вариант РЛС. Импульсная мощность $P_{\text{и}}$, средняя мощ-

ность $P_{ср}$, частота следования импульсов $F_и$ и длительность импульсов $\tau_и$ связаны соотношением

$$P_{ср} = P_и F_и \tau_и . \qquad (3.25)$$

Если в качестве генератора используется магнетрон, то импульсная мощность является величиной заданной и практически неизменяемой. При этом варьировать можно только частоту следования и длительность импульса. Применяя многокаскадный передатчик, можно считать переменной величиной и $P_и$.

Для однозначного измерения дальности должно выполняться условие

$$F_и < c / 2D_{макс} . \qquad (3.26)$$

Длительность импульсов выбирается главным образом исходя из требований разрешения по дальности. Как следует из (3.1) и (3.2), реальная разрешающая способность по дальности равна:

$$\delta(D) = 0{,}5\gamma_D c\tau_и , \qquad (3.27)$$

откуда

$$\tau_и = 2\delta(D) / c\gamma_D . \qquad (3.28)$$

Если длительность импульсов, определенная из (3.28), оказывается меньше полученной из (3.25), следует увеличить время облучения за счет уменьшения скорости обзора или увеличения ширины луча. Если это недопустимо из-за ухудшения точности и разрешения по угловым координатам и требуемого темпа выдачи информации, следует рассмотреть возможность перехода на более длинную волну, так как в этом случае обычно увеличивается и располагаемая импульсная мощность генератора. При этом необходимо также увеличивать и размеры раскрыва антенного устройства. Если же условия работы РЛС не позволяют этого, то нужно сделать вывод о невозможности удовлетворить поставленные требования при некогерентном излучении простых импульсных сигналов и применить сложные сигналы.

Среди сложных сигналов следует отдать предпочтение (если опять-таки не требуется разрешения по скорости) импульсам с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), так как их применение приводит к более простой, по сравнению с фазоманипулированными импульсами, схеме РЛС [2,9]. При приме-

FreeBusta is knowledge
without borders!

нении ЛЧМ-импульсов их длительность может быть выбрана из соотношения (3.24), а разрешающая способность и точность по дальности обеспечиваются выбором девиации частоты, так как на основании (3.1), (3.2), (3.7), (3.11)

$$\delta(D) = 0{,}5c\tau_{\text{и}}\gamma_D / k_{\text{сж}}, \qquad \sigma(D) = 0{,}5c\tau_{\text{и}}\eta_D / k_{\text{сж}}\sqrt{\pi q},$$

где $k_{\text{сж}} = \Delta f_{\text{м}}\tau_{\text{и}}$; $\Delta f_{\text{м}}$ – девиация частоты в ЛЧМ-импульсе. Значения γ_D и η_D можно принять равными $\approx 10\ldots15$, что всегда может быть обеспечено соответствующим выбором шкал выходного устройства.

Если от РЛС требуется одновременно хорошее разрешение как по дальности, так и по скорости, то наиболее подходящим является импульсное когерентное излучение. При таком виде сигнала требуемая энергия облучения цели и разрешающая способность по скорости могут быть обеспечены выбором числа импульсов в пачке (см. формулы (3.) и (3.4)), а разрешающая способность по дальности – выбором длительности импульсов в соответствии с (3.27). Как известно, сигнал в виде когерентной пачки обладает свойством неоднозначности измерений по дальности и по скорости. Однозначное измерение по дальности возможно лишь при соблюдении условия (3.26), а по скорости (частоте) – при условии $F_{\text{и}} > 2F_{\text{д макс}}$, где $F_{\text{и}}$ – частота посылок; $F_{\text{д макс}}$ – максимальное значение доплеровской частоты.

Противоречивость этих условий преодолевается выбором высокой (по сравнению со значением, определяемым из (3.26)) частоты посылок с последующим устранением неоднозначности одним из известных способов.

Во всех случаях импульсного излучения число импульсов в пачке $N_{\text{с}}$, накапливаемых при обработке, можно определить при выбранной частоте следования по формуле $N_{\text{с}} = F_{\text{и}}T_{\text{обл}} = F_{\text{и}}\theta_{0,5} / \Omega_{\text{а}}$.

3.6. Уточнение параметров РЛС

Зная $N_{\text{с}}$, следует уточнить значение потерь в приемном тракте (в детекторе из-за несогласования полосы пропускания, в интеграторе и т.д.) и скорректировать значения параметров, определяющих отношение сигнал/шум на входе приемника. Используя формулу (3.19), нужно либо несколько изменить среднюю мощность излучения передатчика (в небольших пределах это допустимо),

либо пересчитать $T_{обл}$ и один или оба угловых размера луча для нового значения коэффициента различимости $k_р$.

Далее следует детализировать функциональные схемы построения передатчика, приемника и выходного устройства и уточнить значения потерь, выражающихся как в уменьшении отношения сигнал/шум, так и в ухудшении точности и разрешающей способности. После этого может возникнуть необходимость в дополнительном пересчете основных технических показателей РЛС или изменении первоначально выбранных технических решений. Например, если в импульсной РЛС при однозначном измерении дальности (выполнено условие (3.26)) приходится выбирать слишком большую длительность импульсов и при этом не выполняется важное требование разрешения целей по дальности, то можно применить частотную модуляцию излучаемых импульсов и для выбранного энергетического баланса обеспечить нужную разрешающую способность. Или, если существенно ухудшилась разрешающая способность из-за влияния размеров пятна в индикаторе, можно применить два индикатора с мелким и крупным масштабом.

Иногда в станциях целесообразно применить несколько параллельно работающих каналов, каждый из которых рассчитывается независимо от других по изложенной методике. Значения отдельных параметров в разных каналах могут быть зависимыми. Так, при расчете частотно-многоканальной РЛС (с одной диаграммой направленности) задаются вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги для всего устройства и через них должны быть выражены значения вероятностных характеристик отдельных каналов. При разработке частотно-многолучевых РЛС (несколько лучей с различным частотным заполнением) должна согласовываться форма соседних лучей. Например, для создания в наземной РЛС плоской вертикальной диаграммы косекансной формы из нескольких парциальных лучей (рис. 3.23) необходимо лучу канала *1* придать наибольшую направленность, лучу канала *2* – меньшую, *3* – еще меньшую и т.д.

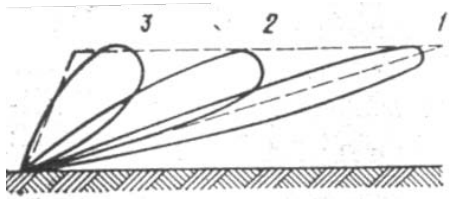


Рис. 3.23. Диаграмма направленности антенны РЛС, образованная несколькими составляющими

FreeBusta is knowledge
without borders!

4. РАСЧЕТ ТЕХНИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНОЙ РЛС

4.1. Исходные данные

1. Обнаруживаются самолеты, летящие на высоте до 20 км с вероятностью правильного обнаружения $P_{по} \geq 0,5$ и вероятностью ложной тревоги $P_{лт} \leq 10^{-3}$.

2. Дальность действия $D_{макс\ п} = 200$ км, сектор обзора по азимуту $\Phi_{аз} = 90°$, сектор обзора по углу места $\Phi_{ум} = 8°$.

3. Точно определяются дальность и угол места целей, а азимут оценивается приближенно.

4. Среднеквадратические значения ошибок измерения дальности $\sigma(D) = 100$ м, угла места $\sigma(\varphi_{ум}) = 0{,}3$, азимута $\sigma(\varphi_{аз}) = 3^{o}$.

5. Разрешающая способность по дальности $\sigma(D) = 500$ м, по углу места $\sigma(\varphi_{ум}) = 0{,}6^{o}$.

6. Период обзора $T_{обз}$ не более 10 с.

7. Среднее значение ЭПР цели $\overline{\sigma} = 10$ м^2, закон флуктуации ЭПР приблизительно экспоненциальный.

8. Наибольший размер зеркала антенны d_a не должен превышать 5 м.

9. Средняя мощность излучения передатчика $P_{ср}$ не должна превышать 200 Вт, а импульсная $P_{и}$ – 200 кВт.

Выбор РЛС импульсного некогерентного типа предопределяется относительно малой дальностью ее действия, требованиями довольно высокого разрешения по дальности и отсутствием требований к измерению и разрешению по скорости.

4.2. Выбор длины волны

Как известно, от длины волны λ зависят разрешающая способность РЛС по угловой координате, точность измерения угловой координаты цели, маскирующее действие гидрометеоров, дальность действия РЛС, размеры ее антенны и т.д.

На практике при определении величины λ, как правило, исходят из требований, связанных с выбором энергетических показателей станции, определяющих дальность действия РЛС.

Обратимся к рис. 4.1, полагая $D_{макс\ п} = 250$ км. При этом оптимальная длина волны, соответствующая минимальному значению

E_λ/E_{25}, равна приблизительно 6 см. При уменьшении ее до 4 см необходимая энергия импульса возрастает приблизительно в два раза, что, по-видимому, является допустимым. С другой стороны, выбор более короткой волны позволит с меньшими затруднениями удовлетворить требования к точности измерения угловых координат и разрешающей способности по углам. При использовании длины волны меньше 4 см резко возрастают потери энергии.

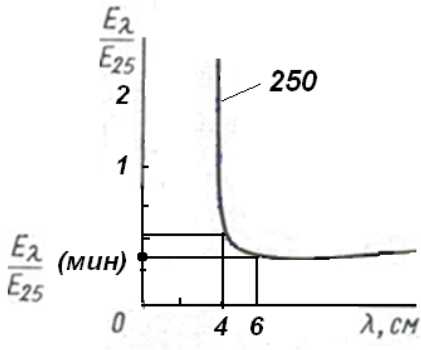


Рис. 4.1. Изменение энергии излучаемых колебаний в зависимости от длины волны

Приняв λ = 4 см, можем определить ширину луча $\theta_{ум}$ РЛС в вертикальной плоскости (наиболее важная характеристика луча для данной станции):

$$\theta_{ум} = \frac{60^\circ \lambda}{d_a} = \frac{60^\circ \cdot 4}{500} = 0{,}48^\circ .$$

С учетом ухудшения реальной разрешающей способности по сравнению с потенциальной (определяемой шириной луча) разрешающая способность по углу места равна приблизительно 0,6º.

Обращаясь к формуле (3.18), получаем

$$\theta_{аз}\theta_{ум} / T_{обл} = K_{обз\,ср}\Phi_{аз}\Phi_{им} / T_{обз},$$

$$\theta_{аз} = \frac{K_{обз}\Phi_{аз}\Phi_{ум}}{\theta_{ум}T_{обз}} T_{обл} = \frac{2 \cdot 90^\circ \cdot 8^\circ}{0{,}48^\circ \cdot 10\ \text{с}} T_{обл} \cong 300 \cdot T_{обл}\ \text{град/с}, \quad (4.1)$$

где $\theta_{аз}$ и $\theta_{ум}$ – ширина луча диаграммы направленности антенны РЛС по уровню половинной мощности в азимутальной (горизон-

FreeBusta is knowledge without borders!

тальной) плоскости и в плоскости угла места (вертикальной); $T_{обл}$ – время облучения точечной цели; $T_{обз}$ – период обзора; $K_{обз}$ – относительный период обзора ($K_{обз\ ср} \cong 2$); $\Phi_{аз}$, $\Phi_{ум}$ – секторы обзора по азимуту и углу места.

4.3. Оценка энергетического баланса РЛС

Чтобы воспользоваться формулой (3.19) для дальности действия РЛС $D_{макс\ п}$ с учетом потерь в атмосфере мы находим эффективную площадь приемной антенны $S_{пр}$:

$$S_{пр} = 0{,}785 \cdot d_a \cdot d_b = 0{,}785 \cdot d_a \cdot \frac{60°\lambda}{\theta°_{аз}} =$$

$$= 0{,}785 \cdot 5(\text{м}) \cdot 60° \cdot \frac{\lambda(\text{м})}{\theta°_{аз}} = 235\lambda(\text{м}) / \theta^0_{аз},$$

где λ – в метрах, $S_{пр}$ – в квадратных метрах.

На волне $\lambda = 4$ $f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^{-2}} = 7{,}5$ ГГц при использовании в качестве усилителя высокой частоты лампы бегущей волны можно получить $K_ш \leq 5$ (рис. 4.2).

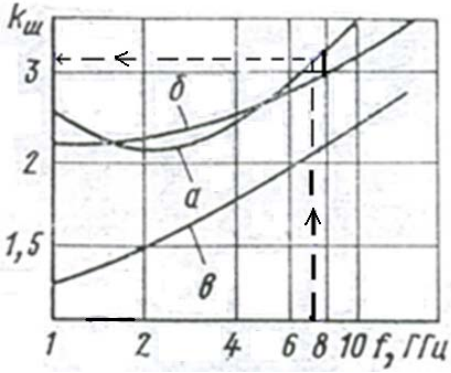


Рис. 4.2. Зависимость коэффициента шума от частоты принимаемого сигнала: *а* – для ламп бегущей волны; *б* – для усилителей на туннельных диодах; *в* – для параметрических усилителей

Теоретически необходимое отношение сигнал/шум на выходе приемника при обнаружении сигнала с неизвестными начальной фазой и амплитудой для $P_{\text{по}} = 0{,}5$ и $P_{\text{лт}} = 10^{-3}$ равно: $q_{\text{ср}} = 20$ (рис. 4.3).

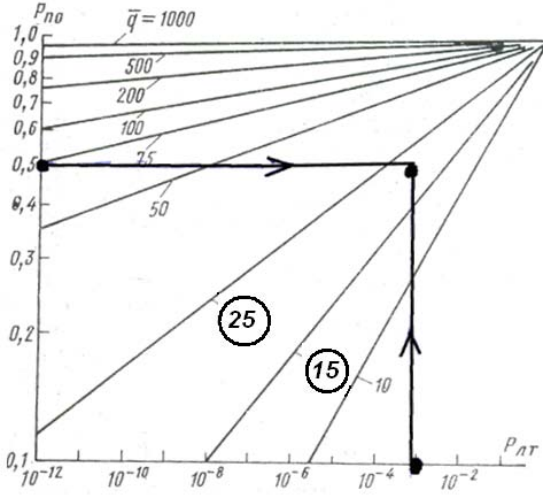


Рис. 4.3. Характеристики обнаружения сигнала со случайно изменяющимися амплитудой и фазой

Потери в тракте принимаем равными $\prod_{i=1}^{n} \alpha_i = 10$, коэффициент различимости при $N_c = 1$ $k_{\text{р}} = q_{\text{ср}} \prod_{i=1}^{n} \frac{\alpha_i}{2N_c} = 0.5 \cdot 20 \cdot 10 = 100$.

Коэффициент поглощения $\delta_{\text{п}}(\lambda)$ радиоволн в дожде интенсивностью 4 мм/час (средний дождь) и в кислороде воздуха при $\lambda = 4$ см определим по графикам рис. 4.4 и рис. 4.5. Тогда

$$\left(10^{-0{,}005\delta_{\text{п}} * D_{\text{макс п}}}\right)^4 = 10^{-0{,}005 \cdot 4 \cdot 2{,}7 \cdot 0{,}01 \cdot 200} = 0{,}083.$$

Из формулы для дальности действия РЛС (3.19)

$$D^4_{\text{макс п}} = \frac{P_{\text{ср}} \cdot T_{\text{обл}} \cdot S^2_{\text{пр}} \cdot \bar{\sigma}}{4\pi\lambda^2 \cdot k_{\text{ш}} \cdot k \cdot T_0 \cdot k_{\text{р}}} \cdot 0{,}083.$$

FreeBusta is knowledge without borders!

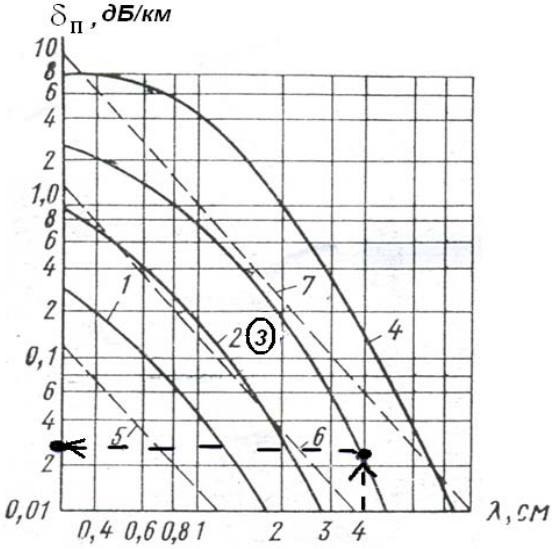


Рис. 4.4. Зависимость коэффициента поглощения радиоволн от длины волны и вида гидрометеоров: —— – дождь: *1* – очень слабый (0,2 мм/ч), *2* – слабый (1 мм/ч), *3* – средний (4 мм/ч), *4* – сильный (16 мм/ч); — — — – туман: *5* – видимость 600 м, *6* – видимость 130 м, *7* – видимость 30 м

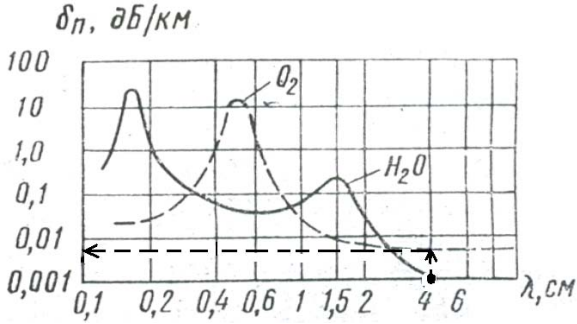


Рис. 4.5. Зависимость поглощения радиоволн в кислороде (O_2) и парах воды (H_2O) от длины волны: $\delta_{п1} \cong 2{,}7 \cdot 10^{-2}$ дБ/км – в дожде; $\delta_{п2} \cong 0{,}005$ дБ/км – в кислороде

Подставив в формулу значение $S_{\text{пр}} = 235\lambda(\text{м})/\theta_{\text{аз}}^0$, получим

$$D_{\text{макс п}}^4 = \frac{P_{\text{ср}} T_{\text{обл}} 235^2 \lambda^2 \overline{\sigma}}{4\pi\lambda^2 k_{\text{ш}} k T_0 k_{\text{р}} \theta_{\text{аз}}^2} \cdot 0{,}083 = 4600 \frac{P_{\text{ср}} T_{\text{обл}} \overline{\sigma}}{4\pi k_{\text{ш}} k T_0 k_{\text{р}} \theta_{\text{аз}}^2}.$$

Подставим известные значения: $P_{\text{ср}} = 200$ Вт (по ТЗ $P_{\text{ср}} \le 200$ Вт), $\overline{\sigma} = 10\text{м}^2$ (по ТЗ), $k_{\text{ш}} = 5$, $k_{\text{р}} = 100$, $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Вт·с/град, $T_0 = 300$ К, $D_{\text{макс п}} = 200$ км в формулу

$$\theta_{\text{аз}}^2 = \frac{4600 P_{\text{ср}} \overline{\sigma}}{D_{\text{макс п}}^4 4\pi k_{\text{ш}} T_0 k_{\text{р}}} T_{\text{обл}} =$$

$$= \frac{4600 \cdot 200 \cdot 10}{(200 \cdot 10^3)^4 \cdot 4 \cdot 3{,}14 \cdot 5 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 100} \cdot T_{\text{обл}} = 184\, T_{\text{обл}}. \qquad (4.2)$$

Мы получили уравнения (4.1) и (4.2), связывающие $\theta_{\text{аз}}$ и $T_{\text{обл}}$:

$$\theta_{\text{аз}} = 300\ T_{\text{обл}};\ \theta_{\text{аз}}^2 = 184\ T_{\text{обл}};$$

решая их совместно, получим

$$T_{\text{обл}} = \frac{184}{300^2} = 2 \cdot 10^{-3}\text{с} = 2\ \text{мс}, \quad \theta_{\text{аз}} = 300 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0{,}6°.$$

При необходимости можно скорректировать полученные значения. Например, расширить луч по азимуту, так как ни точность измерений, ни разрешающая способность в данном случае существенной роли не играют, а размеры антенны РЛС будут уменьшены. Допустим, что $\theta_{\text{аз}} = 3°$, т.е. ширина луча увеличена в пять раз при прочих равных условиях. Из (3.18) определяем

$$T_{\text{обл}} = \frac{\theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}} T_{\text{обз}}}{k_{\text{обз ср}} \Phi_{\text{аз}} \Phi_{\text{ум}}} = \frac{3 \cdot 0{,}48 \cdot 10}{2 \cdot 90 \cdot 8} = 10 \cdot 10^{-3} = 10\ \text{мс}.$$

Время облучения так же возросло в пять раз. При выбранных угловых размерах луча ($\theta_{\text{ум}} = 0{,}48°$ и $\theta_{\text{аз}} = 3°$) площадь раскрыва антенны из (3.24)

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$S_{\text{пр}} \cong \frac{2800\,\lambda^2}{\theta_{\text{аз}}\theta_{\text{ум}}} = \frac{2800\,(4\cdot 10^{-2})^2}{3\cdot 0{,}48} = 3{,}11\ \text{м}^2.$$

Подставим измененные значения в формулу (3.19):

$$D_{\text{макс п}} = \left(\frac{P_{\text{ср}} T_{\text{обл}} S_{\text{пр}}^2}{4\pi\lambda^2 R_{\text{ш}} R T_0 R_{\text{р}}} \right)^{0,25} \cdot 10^{-0,05\delta_{\text{п}} * D_{\text{макс п}}},$$

где $R_{\text{п}} = 10^{-0,05\delta_{\text{п}} * D_{\text{макс } n}}$, и найдем необходимую среднюю мощность излучения:

$$P_{\text{ср}} = \frac{D_{\text{макс п}}^4 4\pi\lambda^2 k_{\text{ш}} k T_0 k_{\text{р}}}{T_{\text{обл}} S_{\text{пр}}^2 k_{\text{п}}^4 \cdot \bar{\sigma}} =$$

$$= \frac{(200\cdot 10^3)^4 \cdot 4 \cdot 3{,}14\,(4\cdot 10^{-2})^2 \cdot 5 \cdot 1{,}38\cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 100}{10\cdot 10^{-3} \cdot 3{,}11^2 \cdot 0{,}083 \cdot 10} = 500\ \text{Вт}.$$

Если такая мощность не может быть реализована, а допустимо использовать, например, только $P_{\text{ср}}$ = 200 Вт, то при прочих равных условиях дальность действия РЛС в дожде сократится примерно на 25%. Можно принять меры по уменьшению потерь в тракте или повышению чувствительности приемника, что позволит увеличить реальную дальность действия. Другим путем является изменение ранее принятого решения о применении простых некогерентных сигналов и переход к использованию сложных ЛЧМ или фазокодоманипулированных сигналов.

Чтобы обеспечить однозначность определения дальности, надо выполнить условие

$$D_{\text{макс}} \le 0{,}5\ \text{с}\, T_{\text{п}},\ T_{\text{п}} = \frac{D_{\text{макс}}}{0{,}5\ \text{с}} = \frac{200}{0{,}5\cdot 300000} = 1{,}3\ \text{мс},\ F_{\text{п}} = 770\ \text{Гц}.$$

Примем $F_{\text{п}} = 700$ Гц, тогда для $P_{\text{ср}} = 200$ Вт, импульсной мощности 100 кВт (в ТЗ ≤ 200 кВт) и частоте следования $F_{\text{п}} = 700$ Гц из формулы $P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} F_{\text{п}} \tau_{\text{и}}$ получим длительность импульсов:

$$\tau_и = P_{ср} / P_и F_п = \frac{200}{100 \cdot 10^3 \cdot 700} = 2{,}85 \text{ мкс}.$$

При времени облучения цели $T_{обл}$ = 10 мс (из системы уравнений найдено $T_{обл}$ = 2 мс, после увеличения ширины луча по азимуту с целью уменьшить размеры антенны получим $T_{обл}$ = 10 мс) и $F_п = 770\,Гц$ (имп/с), число накапливаемых импульсов, отраженных от цели, равно: $N_c = T_{обл} F_п = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 700 = 7$ имп.

4.4. Уточнение показателей РЛС

Зная $N_с$, можно уточнить потери в детекторе. Используя рис. 4.6, получим $\alpha_{дет}$ = 1,5.

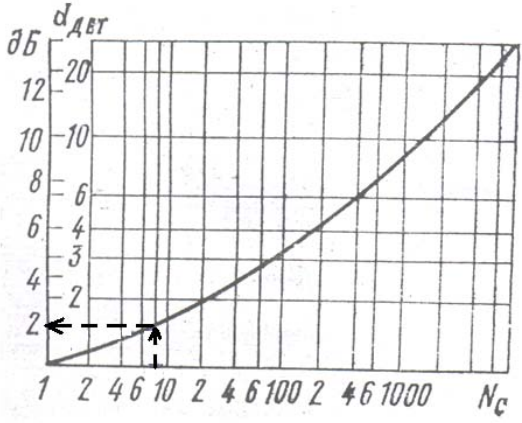


Рис. 4.6. Усреднённая характеристика потерь в детекторе

Длительность импульса $\tau_и$ определяет не только среднюю мощность излучения (а значит, и дальность действия РЛС), но и разрешающую способность РЛС по дальности.

Потенциальная разрешающая способность РЛС по дальности $(\delta D)_{пот} = 0{,}5с\,\tau_и = 0{,}5 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 2{,}85 \cdot 10^{-6} \cong 430$ м. В соответствии с требованиями ТЗ реальная $(\delta D)_р$ должна быть равна 500. Извест-

FreeBusta is knowledge without borders!

но, что $(\delta D)_{\text{р}} = (\delta D)_{\text{пот}}\,\gamma_{\text{ап}}$, где $\gamma_{\text{ап}}$ – коэффициент ухудшения потенциальной разрешающей способности за счет аппаратуры обработки, индикации и преобразования принятого эхо-сигнала (при использовании электронно-лучевых индикаторов основной вклад в $\gamma_{\text{ап}}$ вносит размер пятна на экране индикатора, при использовании цифрового отсчета решающим является период следования счетных импульсов).

При правильном выборе параметров аппаратуры РЛС требование по δD может быть выполнено. Но на практике рекомендуют иметь запас по потенциальной разрешающей способности. Поэтому можно уменьшить $\tau_{\text{и}}$ вдвое, приняв $\tau_{\text{и}} = 2{,}8/2 = 1{,}4$ мкс, при таком же увеличении импульсной мощности $P_{\text{и}}$, т.е. $P_{\text{и}} = 200$ кВт (в ТЗ это предельный уровень).

Проверим, выполняется ли при выбранных значениях параметров требование ТЗ по точности измерений.

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения дальности при одиночном импульсе гауссовой формы и при отсутствии частотной модуляции определяется по формуле $\sigma(D)_{\text{пот}} = \dfrac{0{,}5c\tau_{\text{и}}}{\sqrt{\pi q_0}}$, где $q_0 = 2E_c/N_0$ – отношение сигнал/шум (найдено по графику рис. 4.3 и равно 20):

$$\sigma(D)_{\text{пот}} = \frac{0.5\cdot 3\cdot 10^{8}\cdot 1.4\cdot 10^{-6}}{\sqrt{3.14\cdot 20}} \approx 26 \text{ м} \quad (\text{в ТЗ} - \sigma(D)_{\text{пот}} = 100 \text{ м}).$$

Потенциальная среднеквадратическая ошибка измерения угловых координат в обзорной РЛС при аппроксимации огибающей пачки эхо-сигналов гауссовой кривой определяется по формуле $\sigma(\varphi)_{\text{пот}} = \theta_{0,5}/\sqrt{\pi q_0}$, где $\theta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности в соответствующей плоскости ($\theta_{\text{ум}} = 0{,}48°$ найдена по λ и d_a);

$$\sigma\left(\varphi_{\text{ум}}\right)_{\text{пот}} = 0{,}48/\sqrt{3{,}14\cdot 20} \approx 0{,}06° \quad (\text{в ТЗ} - \sigma\left(\varphi_{\text{ум}}\right)_{\text{р}} = 0{,}3°).$$

Для азимутальной плоскости в подразд. 4.3 найдено значение $\theta_{\text{аз}} = 0{,}6°$, но затем увеличено до $\theta_{\text{аз}} = 3°$:

$$\sigma(\varphi_{аз})_{пот} = 3° / \sqrt{3{,}14 \cdot 20} \approx 0{,}38° \ \text{(в ТЗ} - \sigma(\varphi_{аз})_{р} = 3°).$$

В итоге

$$\sigma(D)_{пот} = 26 \ \text{м} \leftrightarrow \sigma(D)_{р} = 100 \ \text{м},$$
$$\sigma(\varphi_{ум})_{пот} = 0{,}06° \leftrightarrow \sigma(\varphi_{ум})_{р} = 0{,}3°,$$
$$\sigma(\varphi_{аз})_{пот} = 0{,}38° \leftrightarrow \sigma(\varphi_{аз})_{р} = 3°.$$

Таким образом, даже при существенном ухудшении реальной точности измерений по сравнению с потенциальными возможностями требуемая точность измерения координат цели с помощью РЛС будет обеспечена.

После расчета основных параметров РЛС детально прорабатывается ее функциональная схема и снова, в случае необходимости, уточняются отдельные параметры.

5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

5.1. Обоснование исходных данных

После разработки структурной схемы уточняется связь РПУ со смежными устройствами и определяются исходные данные для его проектирования, т.е. те внешние параметры, которые в наибольшей степени характеризуют его качество. Эти данные составляют содержание технического задания (ТЗ). В нем указываются общие требования к РПУ, электрические, конструктивные, механические, климатические, технологические, экономические и эксплуатационные характеристики, а также надежность. Для радиовещательных приемников эти параметры определяются ГОСТ 5651–76, на остальные – соответствующими межведомственными и внутренними нормалями или согласуются между разработчиком и заказчиком.

Для удобства оптимизации системы исходные данные разделяют на четыре подгруппы:

1) совокупность условий $\left(У = \{У_1, \ldots, У_р\}\right)$, определяющих назначение системы, связь со смежными устройствами, воздействие внешней среды;

FreeBusta is knowledge
without borders!

2) совокупность ограничений $\left(\mathrm{O}_c = \left\{\mathrm{O}_{c1},\ldots,\mathrm{O}_{cq}\right\}\right)$, накладываемых на структуру и параметры системы;

3) совокупность и состав показателей качества системы $\left(\mathrm{K} = \left\{\mathrm{K}_1,\ldots,\mathrm{K}_m\right\}\right)$. Эта совокупность образует вектор, оптимальному значению которого соответствует некоторая область в пространстве показателей качества;

4) совокупность ограничений $\left(\mathrm{O}_k = \left\{\mathrm{O}_{k1},\ldots,\mathrm{O}_{kr}\right\}\right)$, накладываемых на показатель качества.

Вектор «К» включает совокупность тех показателей качества системы, которые должны учитываться в процессе ее оптимизации и существенно влияют на качество изделия (чувствительность, быстродействие, массу, габариты, стоимость и т.д.). При формулировке исходных данных определяется лишь состав этой совокупности, численные же значения составляющих вектора «К» зависят от структуры и параметров системы и в процессе оптимизации варьируются. На параметры (включая и показатели качества) в исходных данных накладываются ограничения (O_c и O_k) типа равенств, неравенств и т.п. (полоса пропускания равна…, масса меньше… и т.д.) Часть показателей на первом этапе проектирования может быть не определена.

Для синтеза и оптимизации системы необходимо установить критерий предпочтения (оптимальности) устройства в зависимости от значения показателя качества. Эта процедура в общем случае производится эвристически. Обычно показатели качества нормируются относительно какого-то значения, чтобы избавиться от размерности (вольты, килограммы, ватты и т.д.), и приводятся к стандартному виду. При этом все значения показателей лежат от нуля и выше, а лучшему качеству системы соответствует приближение показателя к нулю.

Прямое математическое решение задачи векторного синтеза, когда оптимизация проводится по вектору показателей качества, достаточно трудоемко, поэтому векторный синтез стараются свести к скалярному, при котором учитывается единственный показатель. Одним из методов является использование при оптимизации только одного показателя, в то время как остальные переведены в разряд ограничений.

Существует ограниченное число вариантов выполнения структурной схемы усилительного тракта, и все они в общем виде

достаточно исследованы. Поэтому она синтезируется, как правило, методом функционального наращивания с последующим анализом и оптимизацией синтезированной схемы. Следует заметить, что исчерпывающий анализ конкретной схемы достаточно трудоемок. Известную сложность может также представлять выбор интегральных микросхем и частотных фильтров из-за противоречивых требований к усилительному тракту.

Исходными данными для проектирования усилительного тракта являются его внешние параметры, частично задаваемые ТЗ на РПУ, частично определяемые в процессе внутреннего проектирования всего приемного устройства. В формализованном виде примерный перечень исходных данных можно разделить на четыре группы (четвертая группа содержит конкретные требования – совокупность ограничений показателей качества – и поэтому здесь не приводится).

1. Группа У (условия): параметры входного сигнала (несущая частота и диапазон ее изменения, параметры модуляции или ширина спектра входного сигнала); характеристики помех (тип, уровень, частота или диапазон частот, занимаемый помехой); эквивалент антенны или волновое сопротивление антенного фидера и коэффициент стоячей волны (КСВ) выхода; шумовая температура антенны; сопротивление нагрузки тракта.

2. Группа О (ограничения): вид амплитудной, амплитудно-частотной и амплитудно-фазовой характеристик; параметры выходного сигнала (несущая частота и диапазон ее изменения, диапазон изменения уровня выходного сигнала, минимальное отношение сигнал/шум, стабильность коэффициента усиления тракта) и т.п.

3. Группа К (показатели качества): чувствительность; динамический диапазон по входному сигналу; частотная избирательность; погрешность настройки частоты; характеристики искажений выходного сигнала; КСВ входа; габариты, масса, потребляемая мощность.

Часть показателей качества может переходить в разряд ограничений, и наоборот.

В результате проектирования усилительного тракта должны быть определены его структурная схема, внутренние параметры и разработаны требования к типовым функциональным узлам. Приведем примерный перечень внутренних параметров: полоса пропускания, спектральная плотность входных шумов или коэффици-

FreeBusta is knowledge
without borders!

ент шума, частоты гетеродинов, промежуточные частоты, общий коэффициент усиления, распределение усиления по тракту, распределение избирательности и глубина регулирования усиления.

Чувствительность усилительного тракта при условии малого уровня внешних помех и достаточного усиления всецело определяется его входными каскадами.

Спектральную плотность входных шумов при флуктуационных помехах можно вычислить в соответствии с выражением $N_0 = k(T_A + T_{\text{вх}} / \eta)$, где $T_{\text{вх}} = T_1 + T_2 / K_{\text{ном1}} + T_3 / K_{\text{ном1}} K_{\text{ном2}} + \ldots$; k – постоянная Больцмана; $T_{\text{вх}}$ – шумовая температура входа приемника (градусы Кельвина); $T_1, T_2, \ldots$ – шумовая температура первого, второго и т.д. каскадов усилителя, включая и преобразователь частоты; T_A – шумовая температура антенны; $K_{\text{ном1}}$, $K_{\text{ном2}}$ ... – номинальные коэффициенты усиления по мощности первого, второго и последующих усилительных каскадов; η – коэффициент передачи тракта (фидер) антенна – вход РПУ.

Иногда используют другую запись: $N_0 = kT_0F_{\text{ш}}$, где $F_{\text{ш}}$ – коэффициент шума, T_0 = 293 К. При включении РПУ с эквивалентом антенны $T_{\text{A}} = T_0$, $\eta = 1$; в этом случае коэффициент шума $F_{\text{ш}} = T_{\text{вх}} / T_0 + 1$.

Используя выражение для N_0, можно рассчитать энергетический потенциал радиолинии: $H = P_c / N_0$ (P_c – номинальная мощность входного сигнала РПУ на выходе антенны); отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума: $Q / N_0 = Ht_{\text{и}}$ ($t_{\text{и}}$ – длительность сигнала); отношение сигнал/шум в заданной шумовой полосе $\Pi_{\text{ш}}$ (обычно определяемой полосой основного канала приема): $P_c / P_{\text{ш}} = H / \Pi_{\text{ш}}$; чувствительность усилительного тракта $P_{\text{ут min}}$ при заданной шумовой полосе и заданном отношении сигнал/шум B на выходе усилительного тракта:

$$P_{\text{ут min}} = B\Pi_{\text{ш}} N_0 . \qquad (5.1)$$

Если входной сигнал задается ЭДС в антенне, то чувствительность определяется другим образом:

$$E_{\text{ут min}} = 2\sqrt{B\Pi_{\text{ш}} N_0 R_{\text{вх}}} ,$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление усилительного тракта (согласованного с антенной).

Общий коэффициент усиления усилительного тракта (включая антенный фидер) определяется по формуле

$$K_P = P_{вых} / P_{ут\ min} \text{ или } K_U = 2U_{вых} / E_{ут\ min}, \qquad (5.2)$$

где $P_{вых}$, $U_{вых}$ – заданные мощность или эффективное напряжение соответственно на выходе тракта; $R_н$ – сопротивление нагрузки усилительного тракта. Очевидно, что $K_U = \sqrt{K_P R_н / R_{вх}}$.

Динамический диапазон усилительного тракта по входному сигналу определяется отношением $D = P_{ут\ max} / P_{ут\ min}$ или в децибелах:

$$D = 10\lg(P_{ут\ max} / P_{ут\ min}), \qquad (5.3)$$

где $P_{ут\ max}$ – максимальная мощность входного сигнала, при которой коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала усилительного тракта меньше допустимого.

Если основная помехоустойчивость РПУ определяется частотным фильтром усилительного тракта, чувствительность РПУ $P_{0\min} = P_{ут\ min}$. Если основная помехоустойчивость определяется оптимальным фильтром в информационном тракте, то $P_{0\min} = Q_0 / \tau_и$, где Q_0 – минимальная энергия сигнала, необходимая для заданного качества функционирования РПУ и зависящая от N_0. Очевидно, в этом случае $P_{0\min} < P_{ут\ min}$, и при расчете K_P и D в (5.1) следует подставлять $B = 1$.

Динамический диапазон сигнала с шумом на выходе усилительного тракта равен: $D_{вых\ ут} = (P_{c\max} + N_0\Pi_ш)/(P_{c\min} + N_0\Pi_ш)$, где $P_{c\max}$ и $P_{c\min}$ – заданные минимальный и максимальный входные сигналы. Необходимо, чтобы $P_{c\min} \geq P_{ут\ min}$ или $P_{c\min} \geq P_{0\min}$, $D_{вых\ ут} \leq D$.

Нелинейность амплитудной характеристики усилительного тракта (или отдельного каскада) вызывает нелинейные искажения сигнала, которые характеризуются следующими коэффициентами, зависящими от сигнала:

FreeBusta is knowledge
without borders!

– коэффициентом сжатия $k_{сж}$ – изменением коэффициента усиления за счет нелинейности передаточной характеристики под влиянием основного сигнала (знак коэффициента указывает направление изменения усиления);

– коэффициентами гармоник огибающей 2-го и 3-го порядков $k_{2\Omega}$, $k_{3\Omega}$ – отношением паразитного коэффициента амплитудной модуляции выходного сигнала на второй или третьей гармонике гармонического модулирующего колебания к коэффициенту модуляции на основной частоте;

– коэффициентами гармоник k_{20}, k_{30} – отношением амплитуд гармонических составляющих в выходном сигнале с частотами, равными двум и трем частотам моногармонического входного сигнала, к амплитуде первой гармоники выходного. В общем случае коэффициент гармоник $k_T = \sqrt{k_{20}^2 + k_{30}^2 + ... + k_{n0}^2}$.

Средний коэффициент усиления по напряжению усилительного тракта или отдельного каскада при большом входном сигнале равен: $K_{U\text{ср}} = K_U(1 + k_{сж})$, где K_U – коэффициент усиления того же тракта при малом входном сигнале. Аналогично записываются выражения для средней крутизны каскада и среднего коэффициента преобразования преобразователя частоты.

Односигнальная частотная избирательность усилительного тракта определяется отношением уровня сигнала на заданной частоте к его заданному уровню на частоте настройки при неизменном уровне на выходе УТ. Обычно односигнальная избирательность оценивается для внеполосного сигнала, находящегося за пределами полосы пропускания тракта (например, в соседнем канале). Под соседним каналом подразумевается полоса частот, равная полосе пропускания основного канала приема и непосредственно примыкающая к ней. Могут быть, первый, второй и т.д. соседние каналы приема, отличающиеся удаленностью по частоте от основного.

Односигнальная частотная избирательность зависит от частотной расстройки сигнала относительно основного канала и определяется основным наиболее узкополосным частотным фильтром тракта.

Нелинейность амплитудной характеристики и недостаточная избирательность входных цепей приводят также к появлению ис-

кажений полезного сигнала за счет влияния сигналов радиопомехи. Эти искажения характеризуют многосигнальную избирательность УТ. Наибольшую опасность представляют следующие сигналы.

1. Один внеполосный сигнал помехи в соседнем канале приема. Этот сигнал попадает во входные каскады и первый смеситель тракта за счет не очень хорошей избирательности входных цепей. Его влияние определяют два коэффициента: коэффициент блокирования $k_{\text{бл}}$ – отношение разности уровней сигнала на выходе УТ при отсутствии и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии помехи; коэффициент перекрестных искажений $k_{\text{пер}}$ – отношение коэффициента паразитной амплитудной модуляции выходного сигнала к коэффициенту амплитудной модуляции помехи при подаче на вход немодулированного полезного сигнала и амплитудно-модулированного внеполосного сигнала помехи. В этом случае средний коэффициент усиления тракта усилительного каскада $K_{U\text{ср}} = K_U(1 + k_{\text{бл}})$. Аналогично выглядят выражения для средней крутизны или среднего коэффициента преобразования преобразователя частоты.

2. Два внеполосных сигнала помехи с частотами f_1 и f_2, образующих паразитный комбинационный сигнал вида $f_k = f_1 \pm f_2$ или $f_k = 2f_2 - f_1$, попадающий в основной или побочный (например, зеркальный) канал приема. Первый случай опасен только при очень широкополосном УРЧ, во втором внеполосные сигналы могут находиться в соседних каналах приема и практически не ослабляться фильтрами УРЧ.

Эти искажения характеризуют следующие величины:

– коэффициент интермодуляционных искажений второго порядка k_{11} – отношение амплитуды комбинационной составляющей $f_1 \pm f$, приведенной к входу устройства при подаче на вход двух внеполосных гармонических сигналов с равными амплитудами, к амплитуде одного из этих сигналов на входе;

– коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка k_{21} – отношение амплитуды комбинационной составляющей $2f_2 - f_1$ при тех же условиях, что и выше, к амплитуде одного из этих сигналов.

FreeBusta is knowledge
without borders!

Для оценки влияния внеполосной помехи вводится понятие динамического диапазона тракта по соседнему каналу, определяемое как отношение максимально допустимого значения внеполосного сигнала помехи на входе, при котором искажения основного сигнала за счет внеполосной помехи не превышают нормы ($P_{\text{пск}}$), к минимальному входному сигналу, определяемому из (5.1): $D_{\text{ск}} = P_{\text{пск}} / P_{\text{ут min}}$.

Помимо рассмотренных нелинейных искажений, в усилительном тракте также существуют искажения другого характера:

1) частотные, вызываемые неравномерностью амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания основного канала;

2) фазовые, вызываемые нелинейностью фазочастотной характеристики в полосе пропускания;

3) искажения, вызываемые неидеальностью переходной характеристики (принципиальные при импульсных радиосигналах);

4) паразитная амплитудная и частотная модуляция сигнала.

Обычно в усилительном тракте допускаются нелинейные искажения не более единиц и долей процентов. Это позволяет определить соответствующие искажения всего тракта как сумму искажений каждого каскада в отдельности, например:

$$k_{\text{сж общ}} = \sum_{l=1}^{n} k_{\text{сж}\,l}, \qquad k_{\text{пер общ}} = \sum_{l=1}^{n} k_{\text{пер}\,l},$$

$$k_{11\text{общ}} = \sqrt{\sum_{l=1}^{n} k_{11l}}, \quad k_{21\text{общ}} = \sum_{l=1}^{n} k_{21l},$$

где $k_{\text{общ}}$ – соответствующий суммарный коэффициент всего тракта, k_l – соответствующий коэффициент искажений l-го каскада тракта, содержащего всего n каскадов.

Так как все эти коэффициенты зависят от напряжения сигнала, при вычислениях k_l необходимо оценивать уровни полезного и паразитного сигналов на входе соответствующих каскадов с учетом их усиления активными элементами и ослабления фильтрами.

В усилительном тракте супергетеродинного радиоприемника вследствие неидеальности преобразователей частоты появляются специфические неосновные каналы приема – побочные, создающие дополнительные помехи приему полезного сигнала. Эти кана-

лы характеризуются их общим числом, частотой и частотной избирательностью по каждому побочному каналу, определяемой как ослабление сигнала, принятого по побочному каналу, по отношению к сигналу, принятому по основному каналу.

В общем случае частота побочного канала определяется из равенства

$$\pm mf_{\text{пк}} \pm nf_{\text{г}} = f_{\text{пч}}, \qquad (5.4)$$

где $f_{\text{пк}}$, $f_{\text{г}}$, $f_{\text{пч}}$ – частоты побочного канала, гетеродина и промежуточной частоты соответственно; m, n – целые положительные числа (в том числе и нуль). Частота побочного канала может совпадать с частотой основного, если приемник настроен на так называемую частоту фокуса. В этом случае промежуточная частота образуется при действии одного и того же сигнала как по основному, так и по побочному каналам одновременно. Помехой является сам полезный сигнал, проходящий по побочному каналу и не ослабляемый в УРЧ. Если побочный канал не совпадает с основным, то сигнал внеполосной помехи ослабляется входными цепями приемника.

Погрешность настройки частоты определяется разностью между частотой настройки усилительного тракта $f_{\text{н}}$ и частотой полезного сигнала: $f_c : \Delta f_{\text{н}} = f_c - f_{\text{н}}$. Неточность настройки в свою очередь приводит к дополнительным искажениям сигнала.

5.2. Синтез структурной схемы и расчет основных параметров

Выбор структурной схемы. В настоящее время почти исключительно применяется супергетеродинная схема усилительного тракта, позволяющая осуществлять основное усиление и фильтрацию на сравнительно низкой промежуточной частоте. Для реализации переменной настройки в супергетеродине достаточно изменять только частоту гетеродина при широкополосном УРЧ или частоты гетеродина и настройки УРЧ. Однако в некоторых случаях (фиксированная настройка, широкий спектр принимаемых сигналов, соизмеримый с несущей частотой) может применяться и приемник прямого усиления.

Структурные схемы усилительных трактов супергетеродинов различаются числом и направлением преобразований радиочастоты, наличием или отсутствием УРЧ.

FreeBusta is knowledge
without borders!

При выборе схемы супергетеродина следует руководствоваться следующими соображениями.

В случае переноса спектра сигнала ниже входной частоты (разностное преобразование) можно обойтись одним ее преобразованием, что упрощает схему тракта (рис. 5.1, *а*).

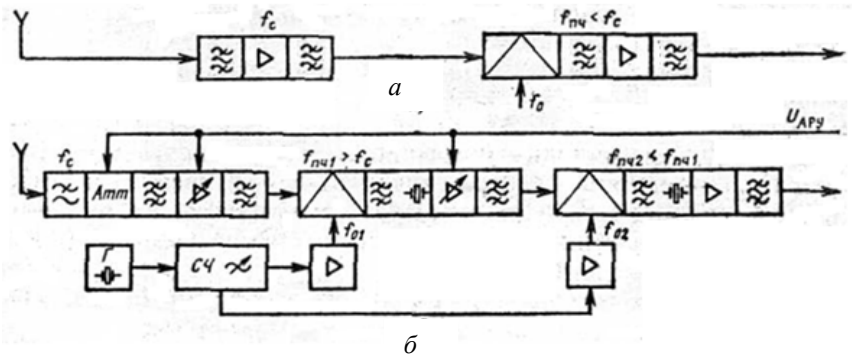


Рис. 5.1. Структурные схемы усилительного тракта с одним (*а*) и двумя (*б*) преобразованиями частоты

Легко осуществить хорошую избирательность по соседнему каналу, используя традиционные средства селекции в тракте промежуточной частоты. Однако из-за малости промежуточной частоты частота зеркального канала оказывается близко расположенной к частоте входного сигнала; ее хорошее подавление реализовать в такой структуре трудно. Поэтому в приемниках СВЧ, построенных по этой схеме, для лучшего подавления частоты зеркального канала обычно применяется несколько преобразований частоты входного сигнала.

В случае переноса спектра сигнала выше входной частоты и разностном преобразовании существенно улучшается подавление частоты зеркального канала, уменьшается число фокусов побочных каналов в диапазоне рабочих частот. Однако часто в соответствии с исходными данными для проектирования усилительного тракта требуется низкая частота выходного сигнала. Высокая промежуточная частота может усложнить реализацию необходимого коэффициента усиления. Поэтому в такой структуре обычно имеется также одно или несколько преобразований частоты вниз. На входе каждого нового преобразователя должен стоять фильтр,

обеспечивающий подавление образующихся в преобразователях частот зеркальных каналов (рис. 5.1, *б*).

При суммарном преобразовании также улучшается подавление частоты зеркального канала, однако возрастает число других побочных каналов приема.

При разностном преобразовании и частоте гетеродина ниже частоты входного сигнала спектр входного сигнала не инвертируется, а при частоте гетеродина выше частоты сигнала – инвертируется.

Расчет полосы пропускания и коэффициента прямоугольности. Необходимая полоса пропускания усилительного тракта (обычно по уровню 0,707) определяется из следующего выражения, ограничивающего значение полосы снизу:

$$\Pi_{\text{ут}} \geq \Pi_{\text{инф}} + 2\Delta f_{\text{р л}} , \qquad (5.5)$$

где $\Delta f_{\text{р л}} = \Delta f_{\text{с}} + \Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{н}} = \Delta f_{\text{с}} + \Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{г1}} + \Delta f_{\text{г2}} + \ldots + \Delta f_{\text{гi}} + \Delta f_{\text{ф}}$ – суммарная погрешность установки частоты в радиолинии; $\Pi_{\text{инф}}$ – ширина спектра сигнала; $\Delta f_{\text{с}}$ – погрешность установки частоты сигнала в передатчике; $\Delta f_{\text{н}}$ – погрешность настройки приемника; $\Delta f_{\text{д}}$ – изменение частоты сигнала за счет эффекта Доплера; $\Delta f_{\text{г1}} + \Delta f_{\text{г2}} + \ldots + \Delta f_{\text{гi}} + \Delta f_{\text{ф}}$ – погрешности установки (с учетом температурных уходов и старения) 1-й, 2-й, *i*-й частот гетеродинов (опорного сигнала) и настройки основного фильтра усилительного тракта. Если все частотные погрешности взаимонезависимы, то они могут суммироваться квадратично:

$$\Delta f_{\text{р л}} = \sqrt{\Delta f_{\text{с}}^2 + \Delta f_{\text{д}}^2 + \Delta f_{\text{г1}}^2 + \Delta f_{\text{г1}}^2 + \ldots + \Delta f_{\text{гi}}^2 + \Delta f_{\text{ф}}^2} .$$

Сверху полоса пропускания ограничивается требованием ослабления в $A_{\text{п}}$ раз гармонической помехи, имеющей расстройку по частоте относительно частоты основного канала $\Delta f_{\text{п}}$:

$$\Pi_{\text{ут}} \leq 2\Delta f_{\text{п}} / K_{\text{п ут}}(A_{\text{п}}) \qquad (5.6)$$

или требованием ослабления в $A_{\text{ск}}$ раз сигнала соседнего канала, имеющего расстройку по частоте $\Delta f_{\text{ск}}$ и ширину спектра, равную ширине спектра сигнала основного канала:

FreeBusta is knowledge
without borders!

$$\Pi_{ут} \le 2\Delta f_{ск} / [K_{п\,ут}(A_{ск}) + 1], \qquad (5.7)$$

где $K_{п\,ут}(A_{ск})$ или $K_{п\,ут}(A_{п})$ – коэффициент прямоугольности усилительного тракта (его основного фильтра) по уровню 0,707 и уровню, соответствующему ослаблению в $A_{ск}$ или $A_{п}$ раз. Из неравенств (5.5) – (5.7) можно выбрать необходимые значения $\Pi_{ут}$ и $K_{п\,ут}$.

Оптимальное значение эффективной избирательности реализуется в том случае, когда ослабление сигнала соседнего канала $A_{ск}$ (или $A_{п}$) выбирается равным динамическому диапазону усилительного тракта по соседнему каналу, т.е. $D_{ск} = A_{ск}$.

Выбор промежуточной частоты. Промежуточная частота выбирается из следующих соображений:

– из условия подавления зеркального канала:

$$f_{пч} \ge 0{,}25\Pi_{рч} K_{п\,рч}(A_{з}), \qquad (5.8)$$

где $\Pi_{рч}$ – полоса пропускания УРЧ; $K_{п\,рч}(A_{з})$ – коэффициент прямоугольности фильтра УРЧ по уровню $A_{з}$; $A_{з}$ – требуемое ослабление зеркального канала (условие существенно только для разностного преобразования);

– из условия ослабления канала приема на промежуточной частоте:

$$\left|\left(f_{пч} / f_{c}\right) - 1\right| \ge 0{,}5\Pi_{рч} K_{п\,рч}(A_{пч}) / f_{c}, \qquad (5.9)$$

где $A_{пч}$ – требуемое ослабление промежуточной частоты в УРЧ;

– из возможности выполнения фильтра на частоте $f_{пч}$ с параметрами, определяемыми из (5.6), (5.7): полосой $\Pi_{ут}$ и коэффициентом $K_{п\,ут}(A_{ск})$. Если известна эквивалентная добротность $Q_{э} = f / \Pi$ фильтра с коэффициентом прямоугольности $K_{п\,ут}(A_{ск})$, реализуемая в диапазоне выбора частоты $f_{пч}$, то

$$f_{пч} \le Q_{э}\Pi_{ут}\ . \qquad (5.10)$$

В случае противоречия между (5.8), (5.9) и (5.10) используется дополнительное преобразование частоты;

– из условия подавления (или уменьшения числа) побочных каналов (5.4), а также исключения попадания гармоник частоты гетеродина в тракт промежуточной частоты.

При нескольких преобразованиях частоты опасно попадание комбинационной частоты нескольких гетеродинных сигналов на вход приемника или в тракт промежуточных частот. Обычно достаточно проверять частоты гетеродинов попарно, т. е. искать комбинационные частоты типа $f_{\text{пч}\,i} = \pm l f_{\text{г}i} \pm f_{\text{г}s}$, $s \neq i$, где $f_{\text{пч}\,i}$ и $f_{\text{г}i}$ – промежуточная частота и частота гетеродина при *i*-м преобразовании, $f_{\text{г}s}$ – частота другого гетеродина, попадающего в тракт *i*-й промежуточной частоты за счет наводки.

Степень подавления побочного канала (5.4) зависит от номера комбинационной гармоники (чем больше номер, тем меньше уровень гармоники), от степени фильтрации частоты побочного канала в УРЧ и от индивидуальных свойств преобразователя частоты. Наиболее опасны побочные каналы, частота которых совпадает с частотой сигнала (частота фокусов) и которые, следовательно, не ослабляются УРЧ.

Общей рекомендацией для уменьшения числа побочных каналов является выбор промежуточной частоты из условия $f_{\text{пч}} \geq (4\ldots5) \times f_{c\max}$ или $f_{\text{пч}} \leq (0{,}1\ldots0{,}2) \times f_{c\min}$, где $f_{c\max}$, $f_{c\min}$ – максимальная и минимальная частоты диапазона перестройки.

Прямой расчет частот побочных каналов и комбинационных частот гетеродинов по формулам (5.4) и (5.10) трудоемок; более целесообразно пользоваться графиками или проводить вычисления о помощью ЭВМ.

Степень подавления побочных каналов приема и амплитуды гармоник частоты гетеродина оценивают путем вычисления соответствующих коэффициентов интермодуляции преобразователей частоты и коэффициентов ослабления сигналов побочных каналов в фильтрах, предшествующих преобразователям.

Чтобы спектр сигнала при преобразовании частоты не искажался, необходимо выбирать $f_{\text{пч}} > 0{,}5\,\Pi_{\text{инф}}$ с некоторым запасом. Размер запаса определяется суммарной погрешностью установки частот в радиолинии, коэффициентом прямоугольности основного фильтра и обычно составляет $(f_{\text{пч}} - 0{,}5\,\Pi_{\text{инф}}) / f_{\text{пч}} \geq 0{,}1$. Однако, если используется квадратурная обработка сигнала, промежуточ-

FreeBusta is knowledge
without borders!

ная частота (обычно последнего УПЧ) может выбираться равной нулю.

Для улучшения фильтрации сигнала на выходе детектора или более точного воспроизведения формы импульсных сигналов обычно рекомендуется выбирать промежуточную частоту из условий $f_{\text{пч}} \geq (5\ldots10)F_{\max}$ или $f_{\text{пч}} \geq (10\ldots20)t_{\text{и}}$, где $F_{\max}$ – максимальная частота модулирующего сигнала, $t_{\text{и}}$ – длительность радиоимпульса. Однако это требование непринципиально, если применяется детектор, реализующий идеальную функцию детектирования и не требующий последетекторной фильтрации.

Распределение усиления по тракту. Коэффициент усиления всего тракта можно определить из выражений (5.2). Реально он должен в 5...10 раз превышать расчетное значение, чтобы перекрыть возможные температурные и временные уходы. Избыток коэффициента усиления компенсируется с помощью системы АРУ.

Коэффициент усиления УРЧ выбирается из противоречивых требований минимального влияния шумов смесителя на результирующий коэффициент шума (коэффициент усиления надо увеличивать) и уменьшения уровня сигналов помехи, попадающих в смеситель и вызывающих интермодуляционные искажения (коэффициент усиления надо уменьшать). Обычно выбирают оптимальный коэффициент усиления УРЧ порядка 20 дБ. Все оставшееся усиление обеспечивает УПЧ.

В УПЧ с распределенной избирательностью уровень внеполосных сигналов больше в первых каскадах. Поэтому усиление в каскадах УПЧ целесообразно выбирать так, чтобы по мере прохождения внеполосного сигнала помехи его амплитуда за счет одновременного усиления в усилительных каскадах и ослабления в фильтрах не нарастала. Это обычно приводит к меньшему коэффициенту усиления в первых каскадах. В УПЧ с сосредоточенной избирательностью основной фильтр располагается как можно ближе к смесителю, коэффициент усиления до фильтра минимален, а после фильтра распределяется по каскадам равномерно. При двух и более преобразованиях частоты, если основной фильтр ставится на входе первого УПЧ, усиление распределяется по тракту произвольно. Если основной фильтр расположен в последнем УПЧ, коэффициент усиления промежуточных УПЧ выбирается

минимальным, чтобы не допустить значительного усиления внеполосной помехи.

Чувствительность усилительного тракта (5.1) окончательно уточняется после полного расчета УРЧ. Динамический диапазон определяется по (5.3) после выбора всех элементов усилительного тракта и расчета характеристик искажений. В качестве критерия при определении верхней границы динамического диапазона рекомендуется задавать коэффициенты k_{21} или $k_{сж}$, более критичные при оценке нелинейных искажений.

Если динамический диапазон УТ оказывается меньше заданного (обычно из-за перегрузки выходных каскадов усилительного тракта) или динамический диапазон устройства, стоящего на выходе УТ, ограничен, вводится система автоматической регулировки усиления (АРУ). Наиболее простой и распространенной является схема обратной АРУ по сигналу с задержкой (рис. 5.2, *а*). Напряжение с выхода усилительного тракта $u_{вых}$ подается на амплитудный детектор АРУ.

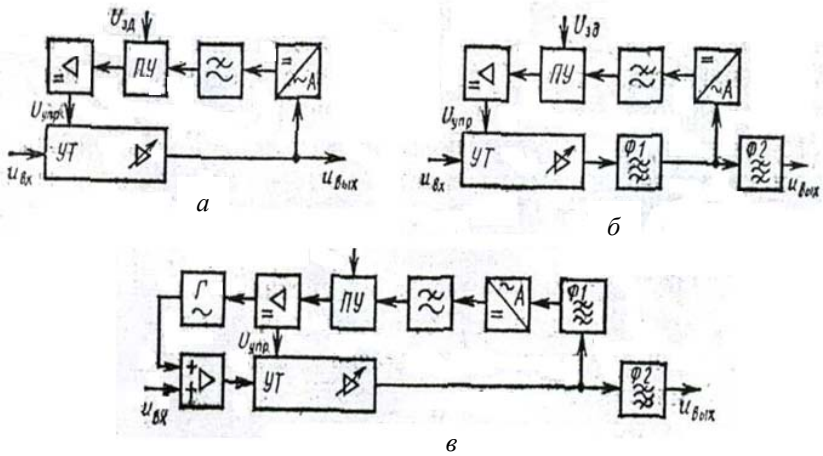


Рис. 5.2. Структурные схемы АРУ по сигналу (*а*), по шумам (*б*) и по опорному сигналу (*в*)

Фильтр нижних частот, стоящий после детектора, пропускает на свой выход только медленные изменения амплитуды сигнала. Выпрямленный и усиленный усилителем постоянного тока сигнал

FreeBusta is knowledge
without borders!

поступает на регулируемые каскады УТ и уменьшает их усиление только после того, как амплитуда выпрямленного напряжения $u_{вых}$ превысит напряжение задержки $U_{зд}$ в пороговом устройстве ПУ. В результате в рабочем диапазоне изменений входного сигнала среднее значение выходного с точностью до коэффициента передачи амплитудного детектора оказывается равным $U_{зд}$. Таким образом, система АРУ по сигналу выбирает все медленные изменения входного сигнала, обусловленные изменением условий прохождения радиоволн, разностью расстояний до источников сигналов, изменением коэффициента усиления усилительного тракта со временем и т.п. Необходимый динамический диапазон усилительного тракта определяется только быстрыми изменениями амплитуды входного сигнала, вызванными, например, полезной амплитудной модуляцией.

Коэффициент регулирования усиления усилительного тракта (отношение максимального коэффициента усиления к минимальному) выбирается в 10...100 раз больше относительного диапазона медленных изменений сигнала, чтобы скомпенсировать возможные температурные и временные изменения усиления тракта.

Если амплитуда выходного сигнала используется для оценки амплитуды входного или прием происходит на фоне сильных помех, попадающих в усилительный тракт, использовать АРУ по сигналу нельзя. В этом случае применяют АРУ по шумам, которая поддерживает постоянным уровень сигнала с шумом на выходе широкополосного фильтра Ф1 (см. рис. 5.2, *б*). Полоса фильтра выбирается такой, чтобы отношение сигнал/шум на его выходе было меньше единицы. За счет постоянства входных шумов УТ АРУ этого типа поддерживается постоянным коэффициент усиления усилительного тракта. Окончательная фильтрация сигнала производится в узкополосном фильтре Ф2, не охваченном петлей АРУ.

Более эффективно защищена от помех схема АРУ по опорному сигналу (рис. 5.2, *в*), который подается на вход усилительного тракта от стабильного генератора Г и суммируется с входным сигналом. Частота генератора выбирается вне диапазона изменения частоты входного сигнала, но внутри полосы пропускания УТ. Усиленный и преобразованный по частоте вместе с входным сигналом опорный сигнал попадает в тракт АРУ через узко-

полосный фильтр Ф1, не пропускающий в систему АРУ напряжения полезного сигнала и помехи. Выходное напряжение отфильтровывается от опорного сигнала фильтром Ф2. Эта схема, как и предыдущая, предназначена для стабилизации коэффициента усиления УТ.

Если не удается реализовать верхнюю границу динамического диапазона УТ из-за больших нелинейных искажений в УРЧ или первом преобразователе частоты, то перед УРЧ устанавливается дополнительный пассивный двух- или трехступенчатый аттенюатор с ручной регулировкой или с электронной на *p–i–n*-диодах, управляемый от общей системы АРУ.

В приемниках сигналов с угловой модуляцией при отсутствии подавления сигнала большой гармонической помехой вместо АРУ или дополнительно к нему устанавливается ограничитель уровня сигнала.

Выбор средств частотной фильтрации. Параметры средств частотной фильтрации, используемых в приемных устройствах 3–4-го поколений, по отдельно взятым показателям существенно превосходят параметры традиционных LC-фильтров. В то же время задача создания фильтра, совместимого с микроэлектронной технологией и полностью заменяющего LC-фильтры, на сегодняшний день еще не решена. Особенно это заметно на примере УРЧ. Фильтры, применяемые в УРЧ, выполняют частотную фильтрацию, трансформацию полных сопротивлений для согласования входа приемника с выходом антенны и для минимизации коэффициента шума, обеспечение перестройки по частоте в диапазонных приемных устройствах. Фильтр, стоящий на входе УРЧ, должен обладать минимальными потерями. Все эти задачи одновременно решаются только с помощью пассивных индуктивных фильтров. Поэтому в приемных устройствах на ИМС в качестве средств частотной фильтрации УРЧ обычно используются: до частот порядка 100 МГц – одно-двухконтурные LC-фильтры на микрокатушках индуктивности, на частотах от 100 до 1...2 ГГц – LC-фильтры на спиральных печатных катушках, на частотах от 200...500 МГЦ и выше – фильтры на микрополосковых резонаторах.

Из-за низкой добротности спиральных печатных катушек и микрополосковых фильтров и большого коэффициента включения во входной фильтр первого транзистора УРЧ (для обеспечения малого коэффициента шума) избирательность входных цепей микро-

FreeBusta is knowledge
without borders!

электронных РПУ оказывается низкой (нагруженная добротность одноконтурного фильтра не более 5…10).

При повышенных требованиях к избирательности входного фильтра можно уменьшить коэффициент включения транзистора и антенны в контур, но при этом коэффициент шума УРЧ увеличивается за счет роста потерь входного сигнала в фильтре. Для увеличения избирательности без потери чувствительности на входе УТ применяются узкополосные фильтры на диэлектрических или ферритовых объемных резонаторах. Иногда на входе устанавливаются объемные коаксиальные или спиральные резонаторы ПВД, а также объемные LC-фильтры, однако они имеют большие габариты и плохо совместимы конструктивно с микроэлектронными изделиями.

Потери во втором и следующих фильтрах УРЧ слабо влияют на результирующий коэффициент шума при достаточном коэффициенте усиления транзисторов или ИМС в УРЧ, поэтому для повышения избирательности по зеркальному каналу эти фильтры могут выполняться в виде сложных многоконтурных цепей или фильтров сосредоточенной селекции с большей, чем во входной цепи, нагруженной добротностью (если при этом обеспечивается требуемая перестройка фильтра в диапазонных РПУ). Перспективным является применение в качестве второго фильтра УРЧ фильтров на ПАВ из-за их потенциально высокой (до 2 ГГц) рабочей частоты. Однако их использованию пока препятствуют недостаточная высокочастотность серийных образцов и большое вносимое затухание.

Фильтры в приборах 3–4-го поколений перестраиваются плавно с помощью варикапов либо дискретно с помощью переключателей на герконах, на полевых транзисторах или *p*–*i*–*n*-диодах.

Фильтры УПЧ реализуют основную селекцию в усилительном тракте, поэтому к ним предъявляются повышенные требования. Возможны два случая реализации избирательности в УПЧ. В первом случае суммарная характеристика избирательности формируется одно- и двухконтурными LC-фильтрами либо одно-двухзвенными пьезоэлектрическими фильтрами, стоящими в каждом каскаде УПЧ. Во втором случае суммарная характеристика образуется сразу одним сложным фильтром сосредоточенной селекции (ФСС), расположенным как можно ближе к преобразователю частоты. В качестве ФСС используются фильтры ПАВ, сложные

монолитные пьезофильтры, многозвенные пьезокерамические фильтры и т. п. В этом случае УПЧ может быть неизбирательным резистивным усилителем. Однако такая реализация имеет следующие недостатки: 1) для повышения рабочей частоты резистивного усилителя требуется увеличить потребление тока; 2) широкополосные усилители более склонны к возбуждению и более восприимчивы к интермодуляционным помехам и наводкам; 3) собственные шумы усилителей, стоящих после ФСС, усиленные в широкой полосе, могут быть ограничены в выходных каскадах и вызывать подавление сигнала. Поэтому часто даже в УПЧ с ФСС ставятся дополнительные фильтры, не влияющие на результирующую избирательность, например широкополосные одноконтурные LC-фильтры.

Использование в УПЧ LC-контуров дополнительно ограничивает минимальное значение промежуточной частоты, определяемое допустимыми габаритами микрокатушек индуктивности и составляющее 2...3 МГц.

В качестве усилителей с распределенной фильтрацией могут использоваться активные RC-фильтры, осуществляющие одновременно и частотную селекцию, и усиление сигнала.

Выбор активных элементов интегральных микросхем. С точки зрения минимизации стоимости прибора, времени разработки, массы и габаритов устройства наиболее эффективна реализация усилительного тракта целиком на одной БИС. Однако при этом разработчик сталкивается с необходимостью применять структурную схему и идеологию построения приемника, заложенную проектировщиком. Обычно такие монолитные БИС изготавливаются только для массовой продукции.

В ТЗ на проектирование может быть задана серия ИМС, могут быть ограничения на использование зарубежных ИМС. В учебных курсовых и дипломных проектах обычными являются два варианта:

1) серия ИМС задана, так как проектируется блок уже существующей системы, где эта серия уже используется;

2) разрешено обоснованное применение любых ИМС, основные характеристики которых известны.

Далее следует этап схемотехнического проектирования, который более детально изучается в курсе радиоприемных устройств.

FreeBusta is knowledge
without borders!

Библиографический список

1. *Васин, В.В., Степанов, Б.М.* Справочник-задачник по радиолокации. М.: Сов. радио, 1977. 320 с.

2. *Гуткин, Л.С.* Теория оптимальных методов приема при флуктуационных помехах. М.: Сов. радио, 1971. 367 с.

3. *Гуткин, Л.С.* Проектирование радиосистем и радиоустройств: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

4. *Конторов, Д.С., Голубев-Новожилов, Ю.С.* Введение в радиолокационную системотехнику. М.: Сов. радио, 1971. 367 с.

5. *Ширман, Я.Д., Манжос, В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

О Г Л А В Л Е Н И Е

ВВЕДЕНИЕ 3
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЛОКАЦИИ И ОСНОВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЯХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ 5
2. СОДЕРЖАНИЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЛС 16
2.1. Стадии проектирования 17
2.2. Этапы проектирования 18
3. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ 20
3.1. Разрешающая способность РЛС 21
3.2. Точность измерения координат целей 30
3.3. Параметры системы обзора 41
3.4. Энергетический баланс станции 49
3.5. Характеристики импульсного излучения 62
3.6. Уточнение параметров РЛС 64
4. РАСЧЕТ ТЕХНИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНОЙ РЛС 66
4.1. Исходные данные 66
4.2. Выбор длины волны 66
4.3. Оценка энергетического баланса РЛС 68
4.4. Уточнение показателей РЛС 73
5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА 75
5.1. Обоснование исходных данных 75
5.2. Синтез структурной схемы и расчет основных параметров 83
Библиографический список 94

Смирнов Вениамин Васильевич, Сорокин Анатолий Александрович, Сотникова Наталья Викторовна, Давидчук Андрей Геннадьевич, Уланов Михаил Валерьевич

Системотехническое проектирование обзорных радиолокационных станций

Редактор *Г.М. Звягина*
Корректор *Л.А. Петрова*
Подписано в печать 28.06.2010. Формат бумаги 60x84/16. Бумага документная.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. 5,525. Тираж 100 экз. Заказ № 108
Балтийский государственный технический университет
Типография БГТУ
190005, С.-Петербург, 1-я Красноармейская ул., д.1

FreeBusta is knowledge without borders!